

Energieübertragung für passive Sensor-Transponder mit hoher Reichweite

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Duisburg-Essen
zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften

genehmigte Dissertation

von

Herr Dipl. -Ing. Tobias Feldengut
aus
Düsseldorf

Gutachter: Prof. Dr. -Ing. Rainer Kokozinski,
Prof. Bedrich Hosticka, PhD
Tag der mündlichen Prüfung: 25.10.2010

Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit am Fraunhofer Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme (IMS) in Duisburg.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. Rainer Kokozinski, der mir in zahlreichen Gesprächen wichtige Anregungen unterbreitete und durch sein entgegengebrachtes Interesse sehr zum Gelingen der Arbeit beigetragen hat. Außerdem danke ich ihm dafür, dass er mir als Leiter der Abteilung „Schaltungsdesign und Drahtlose Systeme (SDS)“ die Arbeit auf diesem interessanten Gebiet ermöglicht hat. Herrn Prof. Bedrich J. Hosticka, PhD, danke ich sehr für die Übernahme des Zweitgutachtens. Seine Vorschläge und Fragestellungen lieferten stets wichtige Denkanstöße.

Ich möchte mich sehr herzlich bei Dr. Stephan Kolnsberg, dem ehemaligen Leiter der Gruppe „IC Design für drahtlose Systeme (IDS)“ bedanken. Ich danke ihm nicht nur für viele wichtige technische Diskussionen und Ratschläge, sondern auch für die Organisation und das Voranbringen des Transponder Projekts. Seine Unterstützung bei Veröffentlichungen, Vorträgen und beim Anfertigen der Arbeit, haben wesentlich zu deren Erfolg beigetragen. Ich war außerdem stets auf die Unterstützung der anderen Mitarbeiter der Gruppe, Tatjana Fedtschenko, Dennis Faber, Burkhard Klein, Alexander Schmidt, Abdel Moneim Marzouk und Jue Wang angewiesen. Ich danke ihnen für ihre Hilfsbereitschaft. Ich danke auch allen anderen Mitarbeitern des IMS für sämtliche Hilfen und ein freundliches Betriebsklima.

Ich bedanke mich bei meiner lieben Familie für die moralische und finanzielle Unterstützung.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	3
2	Grundlagen	7
2.1	Radio Frequenz Identifikation RFID	7
2.2	Sensor-Transponder	9
2.3	Grundlagen der drahtlosen Energieübertragung	10
2.3.1	Induktiv gekoppelte Transpondersysteme	11
2.3.2	Energieübertragung im elektromagnetischen Fernfeld	14
2.4	Datenübertragung bei UHF-Transpondern	20
2.5	Architektur eines passiven UHF-RFID-Transponders	22
3	Analyse und Modellierung der Gleichrichtung	25
3.1	Funktionsweise der Villard-Schaltung	27
3.2	Gleichrichterdioden	31
3.2.1	Schottky-Dioden und als Dioden verschaltete Transistoren . . .	31
3.2.2	Transistoren mit Kompensation der Schwellenspannung	32
3.3	Modellbildung	35
3.4	Eingangsimpedanz	36
3.4.1	Eingangsimpedanz unter Annahme von idealen Bauteilen . . .	38
3.4.2	Eingangsimpedanz im realen Gleichrichter	39
3.5	Ausgangsspannung und Ausgangswiderstand	43
3.5.1	Ausgangsspannung und Ausgangswiderstand beim idealen Gleich- richter	43
3.5.2	Ausgangsspannung und Ausgangswiderstand beim realen Gleich- richter	44
3.6	Effizienz des Gleichrichters	58

3.7	Zusammenfassung der Berechnung des Gleichrichters	60
4	CMOS-Schaltungsimplementierung von effizienten Gleichrichtern	63
4.1	Eingesetzter 0,35 μm CMOS-Prozess	64
4.2	Schaltungstopologien und Dimensionierung	64
4.2.1	Entwurf der Villard-Schaltung	64
4.2.2	Kompensation der Schwellenspannung mit geschalteten Kondensatoren	66
4.2.3	„Bootstrap“-Verfahren zum Erzeugen der Kompensationsspannung	69
4.2.4	Kompensation der Schwellenspannung mit einem zweiten Gleichrichter	70
4.2.5	Gleichrichter mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung	76
4.3	Layout	77
4.4	Zusammenfassung der schaltungstechnischen Realisierung von UHF-Gleichrichtern	82
5	Schaltungskomponenten im passiven UHF Sensor-Transponder	85
5.1	Digitalteil	85
5.2	Analoges Front-End	88
5.2.1	UHF-Teil	88
5.2.2	LF-Teil	93
6	Ergebnisse	109
6.1	Gleichrichter	109
6.1.1	Villard-Schaltung	113
6.1.2	Schaltungstopologie mit Hilfgleichrichter	113
6.1.3	Schaltungstopologie mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung	124
6.1.4	Vergleich der Gleichrichter-Schaltungen	125
6.2	Demodulator	129
6.3	Takterzeugung	129
6.4	Bandgap-Spannungsreferenz	130

7	Zusammenfassung und Ausblick	133
7.1	Themenbeschreibung	133
7.2	Ergebnisse und Innovation	134
7.3	Zukünftige Arbeit	135

Abbildungsverzeichnis

2.1	Passives RFID-System	8
2.2	Sensor System	9
2.3	Hauptkomponenten eines Sensor-Transponders.	10
2.4	Anordnung von zwei Spulen	12
2.5	Feldstärkeverlauf im magnetischen Nahfeld	12
2.6	Verlauf des Kopplungsfaktors k	14
2.7	Passives UHF Transpondersystem	14
2.8	Verlauf der verfügbaren Leistung am Eingang des Transponders . . .	16
2.9	Ersatzschaltbild von Antenne und Eingang des Tags	16
2.10	Eingangsspannung bei Leistungsanpassung	17
2.11	Eingangsspannung in Abhängigkeit vom Strahlungswiderstand der Antenne	18
2.12	Eingangsspannung in Abhängigkeit vom Abstand zum Lesegerät . . .	19
2.13	Eingangsspannung in Abhängigkeit vom Abstand zum Lesegerät . . .	21
2.14	Architektur eines passiven UHF-RFID Transponders	23
2.15	Strombilanz im Sensor-Transponder	23
3.1	Übertragungsstrecke der Energie vom Lesegerät zur Verbraucherschalt- tung	26
3.2	Funktionsweise und Signalverläufe bei der Villard-Schaltung	29
3.3	Villard-Schaltung	30
3.4	Ausgangsspannung eines 5-stufigen Gleichrichters in Abhängigkeit vom Spannungsverlust über den Dioden (bei verschiedenen Amplituden der Eingangsspannung)	31
3.5	Transistoren mit Arbeitspunkt-Einstellung zur Kompensation der Schwel- lenspannung	32

3.6	Einfluss der Kompensationsspannung U_{Komp} auf die Kennlinie des als Diode verschalteten Transistors	34
3.7	Schaltung zum Erzeugen der Kompensationsspannung zwischen Gate- und Source-Anschluss des Transistors	35
3.8	linearisiertes Modell des UHF Gleichrichters gemäß [10]	37
3.9	Einzelnde Stufe der Villard-Schaltung unter Berücksichtigung parasitärer Elemente	40
3.10	Impedanztransformation von Parallelschaltung zu Serienschaltung . .	41
3.11	Impedanztransformation eines Netzwerks mit Zwischenschritt	41
3.12	Einzelne Stufe mit vereinfachten parasitären Elementen	42
3.13	Darstellung des Stromfluss durch Schottky-Dioden in der Villard-Schaltung	49
3.14	Berechnete Ausgangsspannung U_{out} einer Villard-Schaltung mit fünf Stufen in Abhängigkeit vom entnommenen Strom	50
3.15	Berechnete Ausgangsspannung U_{out} einer Villard-Schaltung mit fünf Stufen	51
3.16	Verlauf der Diodenspannung \hat{u}_X , am Knoten K_X beim Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannungs	52
3.17	Zusammenhang zwischen Amplitude der Diodenspannung \hat{u}_X , Spannungshub $u_{X,DC1}$ und Laststrom I_{Load} beim Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannung	54
3.18	Verlauf der Spannung $u_X(t)$, am Knoten K_X beim Gleichrichter mit Transistoren mit Schwellenspannungs-Kompensation.	55
3.19	Zusammenhang zwischen Amplitude der Diodenspannung \hat{u}_X , Ausgangsspannung U_{out} und Laststrom I_{Load} beim 5-stufigen Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannung . . .	57
3.20	Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und geliefertem Ausgangsstrom für verschiedene Diodenspannungen \hat{u}_X	58
3.21	Ausgangswiderstand des 5-stufigen Gleichrichters	59
3.22	Verlauf der Effizienz des Gleichrichters η_R für die 5-stufige Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden bei einem Laststrom $I_{Load} = 10 \mu A$.	61
4.1	Kompensation der Schwellenspannung von Transistoren über einen Ansatz mit geschalteten Kondensatoren gemäß [35]	67

4.2	Kompensation der Schwellenspannung von Transistoren über ein Bootstrap Verfahren gemäß [37]	70
4.3	Erzeugung der U_{th} -Kompensations-Spannung mit einem parallel geschalteten, unbelasteten Gleichrichter	71
4.4	Qualitative Darstellung der Arbeitsbereiche von Hilfs- und Hauptgleichrichter	72
4.5	Schaltungsimplementierung eines fünfstufigen Gleichrichters mit parallel geschaltetem Gleichrichter zur Erzeugung der Kompensationsspannung	75
4.6	Implementierung der Stufen im Gleichrichter mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung	78
4.7	Schaltungsimplementierung des Gleichrichters mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung	79
4.8	Topologie der Villard-Schaltung im Layout	80
4.9	Layout von verschiedenen UHF-Gleichrichtern als Testschaltungen . .	81
4.10	Layout des gesamten Front-Ends	81
5.1	Architektur des passiven UHF-Transponders mit Temperatursensor .	86
5.2	Hauptkomponenten im Digitalteil	87
5.3	UHF Komponenten im analogen Front-End	88
5.4	Funktionsweise und Signalverläufe bei der Demodulator-Schaltung . .	90
5.5	Hysteresekomparator im Demodulator	90
5.6	Modulation mit einem Schalter	91
5.7	Modulation mit einem Varaktor gemäß [27]	92
5.8	Layout der PNP Transistoren zur Temperaturmessung. Um Paarungsgenauigkeit der beiden Transistoren zu erreichen, werden die Bauteile als Parallelschaltung von Transistoren mit kleinerer Fläche implementiert und verschachtelt angeordnet.	94
5.9	Temperatursensor auf Basis von Bipolar-Transistoren	95
5.10	Bandgap-Referenzschaltung	96
5.11	Transientes Startup-Verhalten der Bandgap-Referenzschaltung	97
5.12	Längsregler	98
5.13	Querregler	98
5.14	Schaltungstechnische Implementierung eines LDO-(Low-Drop-Out) Reglers	99

5.15	Spannungsverhältnisse im LDO-Regler bei einer geregelten Spannung von 1,5V bei verschiedenen Eingangsspannungen	101
5.16	Der Spannungsregler als Regelschleife mit drei Verstärker-Stufen . . .	101
5.17	Ringoszillator in Form einer rückgekoppelten Inverterkette	102
5.18	Schaltungsimplementierung eines stromsparenden Ringoszillators . . .	103
5.19	POR-Schaltung mit zwei kreuzgekoppelten Transistoren	104
5.20	Präzise POR-Schaltungen mit Hysteresekomparator	105
5.21	Überspannungsschutz mit Dioden - A) Zener-Diode B) Diodenkette C) elektronische Zenerdiode	106
5.22	Überspannungsschutz mit externer Spannungsreferenz	106
6.1	Chipfoto des analogen UHF Front-End	110
6.2	Chipfoto der gefertigten Gleichrichter-Schaltungen	110
6.3	Messaufbau zur Charakterisierung der Gleichrichter	111
6.4	Implementierte Villard-Schaltung gemäß Kapitel 4	112
6.5	Gemessenes Übertragungsverhalten der Villard-Schaltung mit Schottky- Dioden	114
6.6	Vergleich zwischen Berechnung, Simulation und Messung der 5-stufigen Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden	115
6.7	Simulationsergebnis der Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden bei einem Antennenwiderstand $R_S = 300\Omega$	115
6.8	Gemessene Ausgangsspannung der Villard-Schaltung bei verschiede- nen verfügbaren Leistungen im 50Ω-Messsystem	116
6.9	Gemessene Ausgangsspannung der Villard-Schaltung bei verschiede- nen verfügbaren Leistungen im 50Ω-Messsystem	116
6.10	Implementierter Gleichrichter mit Hilfsgleichrichter zur U_{th} -Kompensation gemäß Kapitel 4	117
6.11	Gemessenes Übertragungsverhalten des Gleichrichters bei Verwen- dung eines Hilfsgleichrichters	119
6.12	Vergleich zwischen Simulation und Messung der Ausgangsspannung bei Verwendung eines Hilfsgleichrichters	120
6.13	Simulationsergebnis der Ausgangsspannung des Gleichrichters mit Hilfs- gleichrichter zur U_{th} -Kompensation	121

6.14	Gemessene Ausgangsspannung des Gleichrichters mit Hilfsgleichrichter zur U_{th} -Kompensation bei verschiedenen verfügbaren Leistungen im 50Ω -Messsystem	122
6.15	Gemessene Ausgangsspannung des Gleichrichters mit Hilfsgleichrichter zur U_{th} -Kompensation bei verschiedenen verfügbaren Leistungen im $50 - \Omega$ -Messsystem	122
6.16	Implementierter Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensation gemäß Kapitel 4	123
6.17	Gemessenes Übertragungsverhalten des Gleichrichters mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung	124
6.18	Vergleich zwischen Simulation und Messung der Ausgangsspannung des Gleichrichters mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung	125
6.19	Simulationsergebnis der Ausgangsspannung des Gleichrichters interner U_{th} -Kompensation	126
6.20	Vergleich der verschiedenen Schaltungstopologien des Gleichrichters im 50Ω -Messsystem	126
6.21	Ausgangsspannungen der verschiedenen Gleichrichter-Strukturen in Abhängigkeit von der Eingangsleistung. a): Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung, b): Gleichrichter mit Hilfsgleichrichter zur Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung, c): herkömmliche Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden	127
6.22	Gesamt Effizienz η_0 der verschiedenen Schaltungstopologien im 50Ω -Messsystem	128
6.23	gemessene Gleichrichter-Effizienz η_0 der verschiedenen Schaltungstopologien in Abhängigkeit der Eingangsspannung	129
6.24	Gemessene Ausgangsspannung des Demodulators	130
6.25	Gemessene Ausgangsspannung des Oszillators	130
6.26	Verlauf der Referenzspannung	131
6.27	Verlauf der Temperatur-abhängigen Spannung	131

Tabellenverzeichnis

2.1	Typische Frequenzbereiche von RFID-Systemen	8
3.1	Kenngrößen des Gleichrichters	28
6.1	Dimensionierung der Vilard Schaltung	112
6.2	Dimensionierung des Gleichrichters mit Hilfspgleichrichter	118
6.3	Dimensionierung des Gleichrichters mit interner Erzeugung der U_{th} - Kompensation gemäß Kapitel 4	120
6.4	Eingangsimpedanz der Gleichrichter Schaltungen	127

Formelzeichen und Abkürzungen

η_R	Gesamte Leistungseffizienz
η_R	Leistungseffizienz des Gleichrichters
\hat{u}_{Ant}	Amplitude der Antennenspannung
\hat{u}_{in}	Amplitude der Eingangsspannung
λ	Wellenlänge/ Kanallängen-Modulationsfaktor
ω	Kreisfrequenz
Φ	Magnetischer Fluss
ξ	nichtelektrische physikalische Messgröße
A_e	Effektive Antennenapertur
B	Magnetische Flussdichte
C_C	Koppelkondensator im Gleichrichter
C_{in}	Eingangskapazität des Gleichrichters
e	Elementarladung
f	Frequenz
GSG -Nadel	Ground-Signal-Ground Messnadel
H	magnetische Feldstärke
I_S	Sperrstrom
I_{Load}	Laststrom
k	Kopplungsfaktor/ Boltzmannkonstante
K_N/K_P	Verstärkungsfaktor für N/P-Kanal MOSFETS
L	Eigeninduktivität
M	Gegeninduktivität
N	Anzahl der Stufen im Gleichrichter/ Windungszahl einer Spule
n	Idealitätsfaktor einer Diode
P_R	Reflektierte Leistung
P_V	Verfügbare Leistung

P_{DC}	DC-Leistungsaufnahme
P_{EIRP}	Engl.: Equivalent Isotropically Radiated Power
P_{in}	Eingangsleistung (AC)
Q	Güte
R_S	Strahlungswiderstand der Antenne
R_{in}	Eingangswiderstand des Gleichrichters
R_{Load}	Lastwiderstand
R_{out}	Ausgangswiderstand des Gleichrichters
S	Strehlungsdichte
T	Temperatur
U_t	Temperaturspannung
$u_X(t)$	Spannung über Dioden im Gleichrichter
$U_{dd,geregelt}$	Geregelte Versorgungsspannung
U_{dd}	Versorgungsspannung
U_{out}	Ausgangsspannung des Gleichrichters
U_{th}	Schwellenspannung
ADU	Analog Digital Umsetzer
ASIC	Engl.: Application Specific Integrated Circuit
CMOS	Engl.: Complementary Metal Oxide Semiconductor
CRC	Engl.: Cyclic Redundancy Check
EEPROM	Engl.: Electrically Erasable, Programmable Read-Only Memory
HF	Engl.: High Frequency
LF	Engl.: Low Frequency
POR	Engl.: Power On Reset
SOI	Engl.: Silicon On Insulator
UHF	Engl.: Ultra High Frequency

Kapitel 1

Einleitung

Drahtlose Energieübertragung über elektromagnetische Wellen ermöglicht den Betrieb von mikroelektronischen Transpondern ohne lokale Energieversorgung. Im Bereich der automatischen Identifikation sind derartige passive Systeme bereits weit verbreitet [4]. Eine Basisstation sendet das Signal zur Energie- und Datenübertragung an einen oder mehrere Transponder, diese antworten über modulierten Rückstreuquerschnitt [3]. Bei Verwendung von UHF Frequenzen können hohe Datenraten und eine Reichweite (Abstand zwischen Lesegerät und Transponder) von mehreren Metern erzielt werden. Die verfügbare Leistung ist jedoch in großem Abstand von der Basisstation aufgrund der Freiraumdämpfung sehr gering. Daher muss der Stromverbrauch der integrierten Schaltungen im Transponder auf wenige Mikro-Ampere reduziert werden [27].

Sensor-Transponder bieten neben einem Datenspeicher außerdem die Funktionalität zur Erfassung physikalischer Umgebungsgrößen wie z.B. Druck oder Temperatur. Das Sensorsignal wird im Transponder digitalisiert und gemeinsam mit Identifikationsdaten zur Weiterverarbeitung an die Basisstation gesendet. So entstehen eine Reihe von neuen Anwendungsfeldern, beispielsweise in der Kühl- und Frischelogsitik oder bei der Überwachung von beweglichen Teilen im industriellen Bereich. Die Schaltungen zur Auslese und Digitalisierung von Sensorsignalen erhöhen jedoch den Stromverbrauch. Außerdem werden bei Sensor-Transpondern höhere Spannungen und temperatur-unabhängige Strom-Spannungsreferenzen benötigt. In kommerziell erhältlichen passiven Sensor-Transpondern wird derzeit eine induktive Kopplung zur Energieübertragung mit einer Reichweite von einigen Dezimetern eingesetzt [13]. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Energieübertragung für den Betrieb von passi-

ven Sensor-Transpondern im elektromagnetischen Fernfeld der Basisstation untersucht. Ziel ist eine Erhöhung der Reichweite und der Datenrate gegenüber induktiven Transpondersystemen.

Die integrierten Schaltungen im Transponder benötigen eine konstante Versorgungsspannung. Das hochfrequente Antennensignal muss daher zunächst gleichgerichtet werden. In großem Abstand hat das Eingangssignal jedoch eine geringe Amplitude von wenigen hundert Millivolt. Daher wird die Effizienz der Energieübertragung neben der unvermeidlichen Freiraumdämpfung im Wesentlichen durch die Effizienz der Schaltung zur Gleichrichtung und Spannungserhöhung bestimmt. Die Sensitivität dieser Schaltung hat maßgeblichen Einfluss auf die Reichweite des Transpondersystems [19]. Die Untersuchung verschiedener Schaltungskonzepte zur Erhöhung der Sensitivität des Gleichrichters bildet daher den Kern der Arbeit.

Zunächst wird ein lineares Ersatzschaltbild hergeleitet, das die Funktion des Gleichrichters nachbildet. Die Elemente dieses Ersatzschaltbildes werden analytisch aus den Parametern der verwendeten Bauelemente hergeleitet. Insbesondere werden der Wert der Ausgangsspannung und der Wert des ausgangsseitigen Innenwiderstands einer mehrstufigen Gleichrichterschaltung über den Ansatz der Ladungsbilanz berechnet. Diese Analyse erfolgt sowohl für die Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden, als auch für Gleichrichter mit Transistoren und Arbeitspunkt-Einstellung zur Kompensation der Schwellenspannung. Schließlich werden im Rahmen dieser Arbeit neue Konzepte erarbeitet, die eine Gleichrichtung mit hoher Effizienz in einem standard CMOS Prozess ohne zusätzliche Prozessschritte ermöglichen.

Die Arbeit ist folgendermaßen aufgebaut:

Kapitel 2 erläutert die Grundlagen der Transpondertechnik. Die Funktionsweise und typische Anwendungsgebiete von Transpondersystemen, sowie die verwendeten Schaltungsarchitekturen werden zusammengefasst. Die physikalischen Prinzipien zur drahtlosen Energieübertragung werden vorgestellt, um die für diese Arbeit relevanten Randbedingungen und Optimierungsgrößen zu definieren. Kapitel 3 bildet mit der Analyse der Gleichrichtung und Spannungserhöhung den theoretischen Schwerpunkt der Arbeit. Aufbauend auf den Arbeiten zur Modellierung in [10] und [4] werden Modelle zur mathematischen Beschreibung verschiedener Gleichrichterstrukturen hergeleitet. Kapitel 4 beschäftigt sich mit der Implementierung und bildet den schaltungstechnischen Schwerpunkt der Arbeit. Neben der herkömmlichen Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden werden zwei weitere Gleichrichterschaltun-

gen gemäß dem Stand der Technik erläutert. Es werden außerdem zwei neue Topologien vorgestellt, die auch bei einer hohen Schwellenspannung von Transistoren eine hohe Sensitivität bieten. Kapitel 5 beinhaltet eine Beschreibung der weiteren Schaltungsblöcke im Transponder. Die Schaltungen zur Energieversorgung, Datenübertragung und Taktgenerierung werden erläutert. Außerdem werden Schaltungen zur Erzeugung einer geregelten Spannung, einer Spannungsreferenz und einer temperaturabhängigen Spannung beschrieben. Schwerpunkt der Schaltungsentwicklung in passiven Transpondern ist die Minimierung der Stromaufnahme und der Versorgungsspannung. Kapitel 6 stellt eine Zusammenfassung der wichtigsten Ergebnisse dar. Ein Vergleich zwischen den Ergebnissen der Berechnung, der numerischen Simulation und der Messung bestätigt die Analyse aus Kapitel 3. Kapitel 7 beinhaltet eine Zusammenfassung und einen Ausblick für zukünftige Forschung.

Kapitel 2

Grundlagen

Bereits zu Beginn des letzten Jahrhunderts forschten Nicolai Tesla und Heinrich Hertz an den Grundlagen der drahtlosen Energieübertragung [2]. Technische Anwendungen ergaben sich in den fünfziger Jahren, als die NASA in die effiziente Energieübertragung durch elektromagnetische Wellen investierte [1]. Auch das Prinzip der Kommunikation über modulierten Radarquerschnitt wurde schon 1948 in einer Arbeit von H. Stockman beschrieben [3]. Die moderne Transpondertechnologie beruht jedoch im Wesentlichen auf den Fortschritten der Halbleiter-Technologie und Schaltungsintegration der letzten zwanzig Jahre. Der Begriff Transponder (oder "Tag") ist ein Kunstwort aus dem englischen *transmit* und *respond*. Er bezeichnet hier eine elektrische Schaltung, die über eine Antenne mit einer Basisstation kommuniziert. Passive Transponder benötigen keine Batterie, sondern beziehen ihre Versorgungsspannung aus dem Feld des Lesegeräts. Anwendungsgebiete reichen von einfachen Identifikations-Tags [10] bis hin zu komplexen medizinischen Implantaten [13].

2.1 Radio Frequenz Identifikation RFID

RFID (engl.: Radio Frequency IDentification) ist eine Technik zum drahtlosen Lesen und Speichern von Daten. Sie ermöglicht die automatische Identifikation von Objekten jeglicher Art. In den letzten Jahren haben sich RFID-Systeme unter anderem in den Bereichen der Logistik, bei der Zutrittskontrolle, bei Open-Air-Veranstaltungen, beim Warenflussmanagement und in der Haus- und Nutztierhaltung rasant verbreitet. Komplexe Abläufe in realen Systemen können in Echtzeit auf virtuelle (Software-) Systeme abgebildet werden. In diesem Zusammenhang gilt RFID als Schlüsseltech-

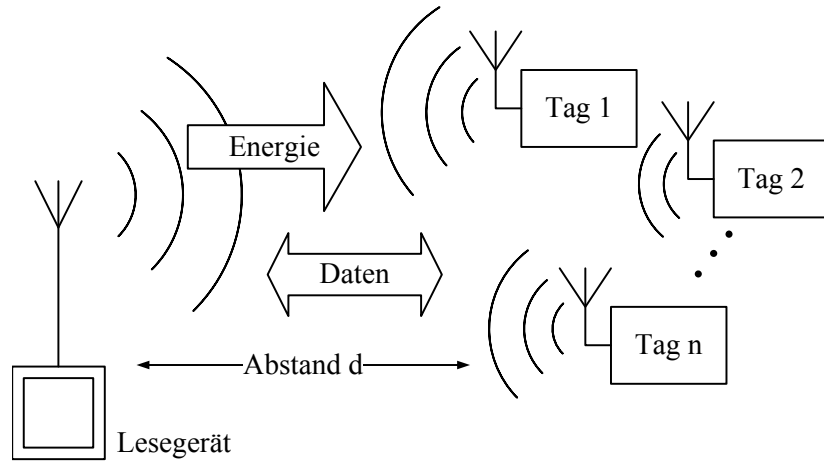


Abbildung 2.1: Passives RFID-System mit einem Lesegerät und mehreren Transpondern. Die Tags werden vom Lesegerät mit Energie versorgt [10].

	LF	HF	UHF
Trägerfrequenz	z.B. 133 kHz	z.B. 13,56MHz	z.B. 868 MHz
Reichweite	<1 m	< 1m	mehrere Meter
typische Datenrate	z.B. 8 kbit/s	z.B. 26,5 kbit/s	z.B. 80 kbit/s
Art der Kopplung	induktiv	induktiv	elektromagnetisch
Übergang zum Fernfeld	353m	3,5m	5cm

Tabelle 2.1: Typische Frequenzbereiche von RFID-Systemen. UHF Systeme erzielen deutlich höhere Reichweiten als induktive Transponder [4].

nologie für die Entwicklung eines sogenannten „Internet der Dinge“ [91]. In Tabelle 2.1 ist ein typisches RFID-System abgebildet. Ein Lesegerät kommuniziert mit einem oder mehreren Transponder Tags. Bei passiven Transpondern wird neben den Daten auch die Energie aus der Trägerwelle der Basisstation gewonnen [13]. Die Transponder antworten der Reihe nach durch Lastmodulation oder modulierten Rückstreuquerschnitt. Die Kommunikation erfolgt hier in der Regel im Halb-Duplex-Verfahren. (Semi-) aktive Transponder verfügen über eine eigene Energiequelle, typischerweise in Form einer Batterie zur Spannungsversorgung der Schaltungen. Diese Batterie wird jedoch auch hier nicht für die Kommunikation über einen aktiven Sender verwendet. Neben der Unterscheidung zwischen aktiven und passiven Transpondern

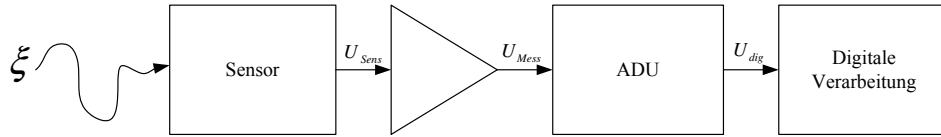


Abbildung 2.2: Darstellung eines einfachen Sensor Systems. Die nichtelektrische Messgröße wird durch den Sensor zunächst beispielsweise in eine Spannung umgewandelt. Diese Spannung wird verstärkt, um den gesamten Eingangsbereich des ADU abzudecken

hat auch die verwendete Trägerfrequenz großen Einfluss auf die Systemeigenschaften (siehe Abschnitt 2.3). Wichtige Kennzahlen von Transpondersystemen sind die Reichweite, die Datenrate, das Gewicht, die Größe, die Kosten pro Tag und die Funktionalität in der Umgebung von leitenden Materialien [4].

2.2 Sensor-Transponder

Sensoren wandeln physikalische Größen wie Druck oder Temperatur in (i.d.R. elektrische) Signale um. Im Zuge der Miniaturisierung ermöglicht die Halbleiter-Technologie die Fertigung von Sensoren und Ausleseschaltungen auf einem gemeinsamen Substrat. Abbildung 2.2 zeigt ein typisches Sensor System mit Messverstärker und Analog-Digital Umsetzer (ADU) [14]. Die nicht elektrische Größe ξ wird durch den Sensor in eine Spannung U_{Sens} umgewandelt, verstärkt und daraufhin als digitaler Wert U_{dig} zur Weiterverarbeitung an einen Digitalteil geleitet. Dieses System kann in einem kostengünstigen mixed-signal CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) Prozess auf einem Chip hergestellt werden. In medizinischen Anwendungen oder bei der Überwachung von beweglichen Teilen ist eine Verkabelung des Sensors häufig nicht möglich. Auch die Energieversorgung über eine Batterie ist aufgrund der erhöhten Kosten und des zusätzlichen Platzbedarfs nachteilig. Eine drahtlose Energie- und Datenübertragung bietet außerdem die Vorteile der Wartungsfreiheit und einer stark erhöhten Lebensdauer. Daher wird eine Verbindung der passiven RFID Technik mit integrierten Sensoren angestrebt. Bereits existierende Anwendungen sind unter anderem medizinische Implantate zur Messung von

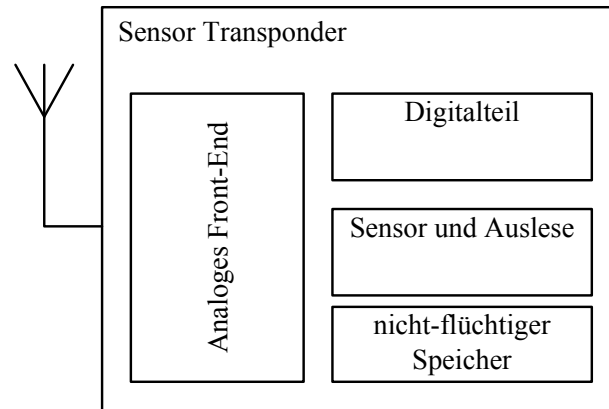


Abbildung 2.3: Hauptkomponenten eines Sensor-Transponders.

Blutdruck oder Augendruck, sowie die Überwachung des Reifendrucks im Pkw. Die Systeme sind jedoch auf eine Reichweite von einigen Dezimetern und relativ niedrige Datenraten beschränkt. In Abbildung 2.3 sind die Hauptkomponenten eines Sensor Transponders dargestellt. Bis auf die Antenne bzw. die Spule sind alle Komponenten des Transponders monolithisch integrierbar. Das analoge Front-End bildet die Schnittstelle für die Energie- und Datenübertragung. Die Sensordaten werden von einem stromsparenden Analog-Digital-Wandler (ADU) digitalisiert und an einen Digitalteil geleitet. Der Digitalteil dient zur Ablaufsteuerung und zur Abwicklung des Kommunikationsprotokolls. Kalibrations- und Identifikationsdaten werden im nicht-flüchtigen Speicher (z.B. EEPROM) gesichert.

2.3 Grundlagen der drahtlosen Energieübertragung

Die Mehrheit der modernen Transpondersysteme arbeitet über induktive Kopplung oder elektromagnetische Kopplung [4]. Induktiv gekoppelte Systeme nutzen niedrigere Trägerfrequenzen bis ca. 30 MHz für eine Energieübertragung zwischen zwei Spulen im magnetischen Wechselfeld. Gemäß [13] handelt es sich hierbei um eine transformatorische Kopplung mit Luftspalt. Daher sind die Reichweiten der Systeme auf einige Dezimeter beschränkt. Bei kurzen Lesereichweiten können Leistungen über $100 \mu\text{W}$ an einen passiven Transponder übertragen werden. Ein wichtiger

Vorteil von niederfrequenten Systemen ist die (eingeschränkte) Verwendbarkeit in unmittelbarer Umgebung von leitfähigen Materialien wie Metall, Flüssigkeiten oder im menschlichen Körper.

Fernfeld Transponder arbeiten nicht nur bei höheren Frequenzen, sondern sie beruhen auf einem unterschiedlichen physikalischen Prinzip. Sie nutzen die Transmission und Reflexion elektromagnetischer Wellen bei hohen Frequenzen (UHF- Ultra High Frequency Bereich, gemäß [4] ca. 868 MHz bis 5,6 GHz) für eine Energie- und Informationsübertragung zwischen Lesegerät und Transponder. An Stelle von zwei Spulen werden Antennen eingesetzt, die Sendeleistungen werden durch nationale Vorschriften begrenzt. Wichtige Vorteile gegenüber Nahfeld Transpondern sind die stark erhöhte Reichweite und höhere Datenrate.

2.3.1 Induktiv gekoppelte Transpondersysteme

Ein stromdurchflossener Leiter erzeugt ein Magnetfeld. Das Umlaufintegral der magnetischen Feldstärke H längs einer geschlossenen Kurve entspricht dem eingeschlossenen Strom I gemäß [13]

$$\Theta = \sum I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{s}. \quad (2.1)$$

Bei induktiven Transpondersystemen wird in der Regel eine kurze stromdurchflossene Zylinderspule oder eine stromdurchflossene Leiterschleife verwendet, um ein magnetisches Wechselfeld zu erzeugen [13]. Die Stärke des Magnetfeldes entlang der Spulenachse sinkt gemäß Abbildung 2.5 mit dem Abstand zur Spulenmitte. Hier wurde für die Windungszahl der Lesespule $N_1 = 1$ angenommen. Die Stromstärke beträgt 5A. Für den Feldstärkeverlauf entlang der Achse einer runden Spule kann gemäß [4] folgende Näherungsformel angewendet werden:

$$H = \frac{INR^2}{2\sqrt{(R^2 + x^2)^3}}, \quad (2.2)$$

wobei N die Anzahl der Windungen, R den Spulenradius, I den Strom und x den Abstand zur Spulenmitte bezeichnet. Für die Spannungen u_1 und u_2 an zwei gekoppelten Spulen gilt gemäß [13]:

$$u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (2.3)$$

$$u_2 = M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt}. \quad (2.4)$$

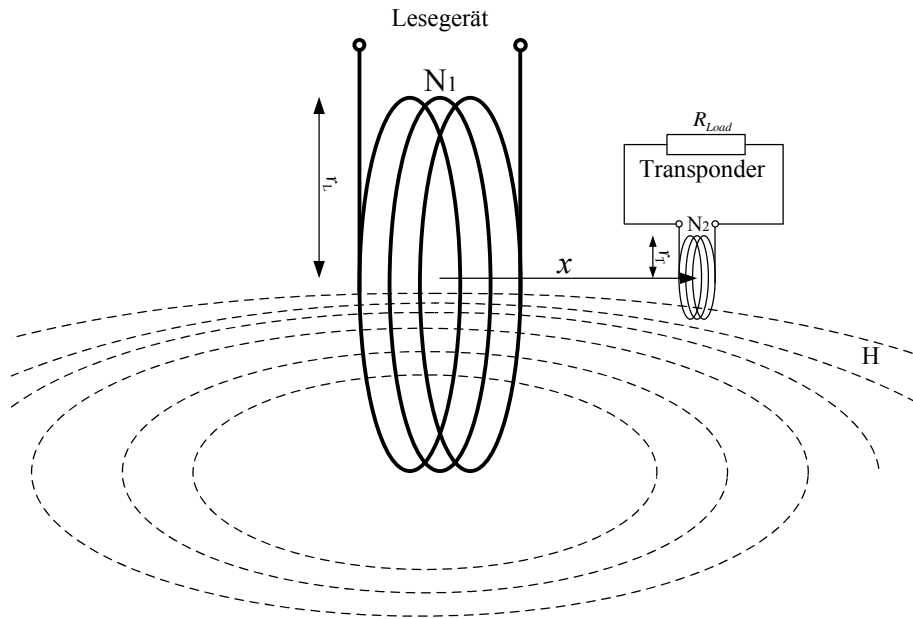


Abbildung 2.4: Anordnung von zwei Spulen und qualitative Darstellung der magnetischen Feldlinien

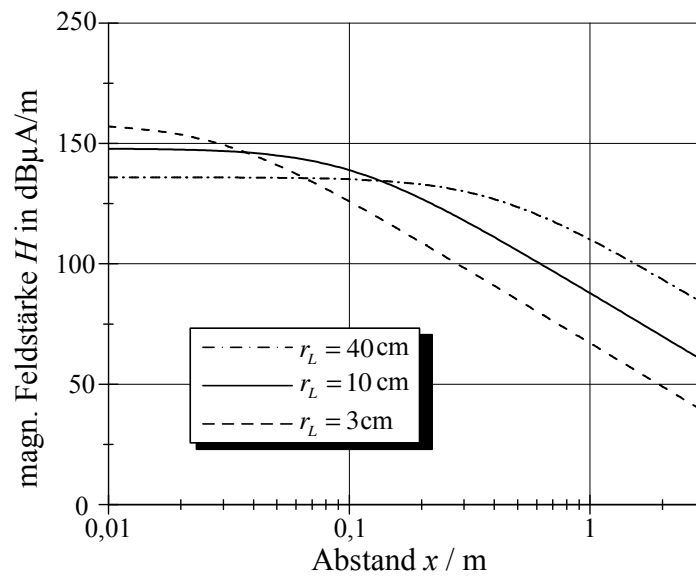


Abbildung 2.5: Feldstärkeverlauf im magnetischen Nahfeld bei verschiedenen Radien der Lesespule. Die Windungszahl beträgt $N_1 = 1$, die Stromstärke beträgt 5A. Der Parameter r_L bezeichnet den Radius der Spule des Lesegerätes

Dabei sind L_1 und L_2 die Eigeninduktivitäten der Spulen und M bezeichnet die Gegeninduktivität. Die Kopplungsfaktoren k_1 und k_2 der beiden Spulen bezeichnen jeweils das Verhältnis zwischen dem eingekoppelten magnetischen Fluss Φ_{mji} zum eigenen magnetischen Fluss Φ_{mi} [13].

$$k_1 = \frac{\Phi_{m21}}{\Phi_{m1}} = \frac{N_1 M}{N_2 L_1} k_2 = \frac{\Phi_{m21}}{\Phi_{m2}} = \frac{N_2 M}{N_1 L_2} \quad (2.5)$$

Für den gemittelten Kopplungsfaktor k gilt

$$k = \sqrt{k_1 k_2} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (2.6)$$

Die Gegeninduktivität M beträgt [13]

$$M = \frac{N_2 \Phi_{m21}}{I_1}. \quad (2.7)$$

Wenn die magnetische Flussdichte \vec{B}_1 in der Transponderspule mit Radius r_T als konstant angenommen wird gilt:

$$M = \frac{N_2 \pi r_T^2}{I_1} \vec{B}_1 \vec{n}_2 \quad (2.8)$$

\vec{n}_2 bezeichnet hier den Normalenvektor der Fläche der Transponderspule. Gemäß [13] ergibt sich für den Kopplungsfaktor folgende Näherung:

$$k = \frac{\mu_0 \pi N_1 N_2}{2 \sqrt{L_1 L_2}} \frac{r_L^2 r_T^2}{\left(\sqrt{r_T^2 + x^2} \right)^3} \quad (2.9)$$

Hier wurde angenommen, dass sich beide Spulen auf einer Achse befinden und dass der Radius der Transponderspule r_T deutlich kleiner ist als der Radius der Lesespule r_L . Der Verlauf ist in Abbildung 2.6 über den Abstand dargestellt. Für die Windungszahl der Lesespule wurde hier $N_1 = 3$, für die des Transponders $N_2 = 30$ angenommen. Der Radius der Transponderspule beträgt hier $r_T = 3$ mm. Bei einem Abstand $x = 10$ cm strebt der Kopplungsfaktor gegen Null. Aus Abbildung 2.6 und Abbildung 2.5 wird deutlich, dass induktive Systeme nicht für hohe Reichweiten geeignet sind. Es sei angemerkt, dass auch eine kapazitive Kopplung im elektrischen Feld zur Energieübertragung eingesetzt werden könnte, die erzielbaren Reichweiten liegen hier gemäß [4] jedoch nur bei wenigen Zentimetern. Daher sind alle folgenden Betrachtungen auf Fernfeldsysteme im UHF-Bereich beschränkt.

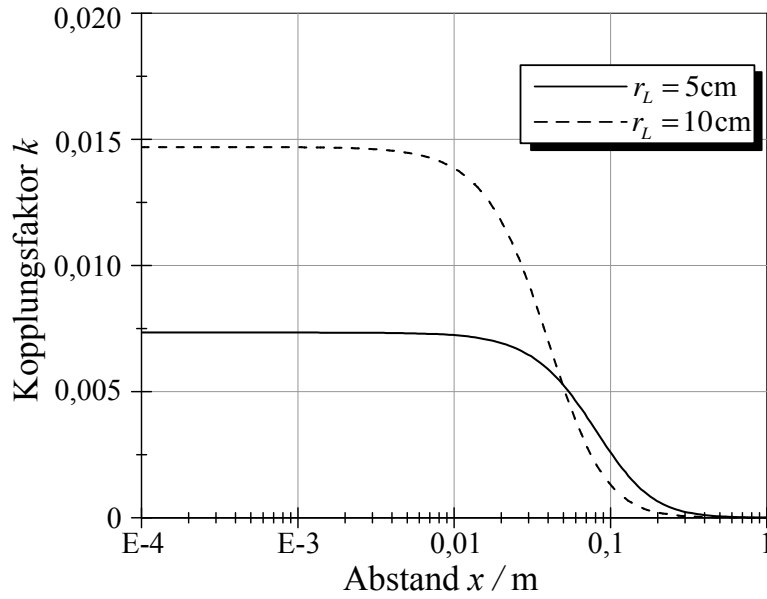


Abbildung 2.6: Verlauf des Kopplungsfaktors k . Die Windungszahl der Lesespule beträgt $N_1 = 3$, die der Transponderspule beträgt $N_2 = 30$. Der Radius der Transponderspule beträgt hier $r_T = 3\text{mm}$.

2.3.2 Energieübertragung im elektromagnetischen Fernfeld

Abbildung 2.7 zeigt ein passives UHF Transpondersystem mit Basisstation und einem Tag. Das Lesegerät sendet eine elektromagnetische Welle mit der äquivalenten isotrop ausgestrahlten Leistung P_{EIRP} (engl.: Equivalent Isotropically Radiated Power, siehe [4]). Die Leistungsdichte S am Ort der Antenne des Transponders im

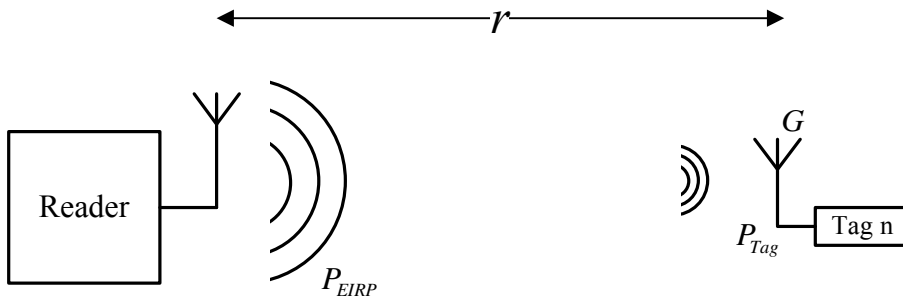


Abbildung 2.7: Passives UHF Transpondersystem

Abstand r beträgt aufgrund der Freiraumdämpfung unter idealen Bedingungen [10]

$$S = P_{EIRP} \frac{1}{4\pi r^2}. \quad (2.10)$$

Die verfügbare Leistung P_V ist über die effektive Antennenapertur A_e gemäß

$$P_V = A_e S \quad (2.11)$$

mit der Leistungsdichte S verknüpft [10]. Für die maximale effektive Antennenapertur gilt [4]

$$A_e = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}. \quad (2.12)$$

Hier bezeichnet λ die Wellenlänge und G den Antennengewinn. Eingesetzt in Formel 2.10 ergibt sich damit für die verfügbare Leistung

$$P_V = P_{EIRP} G \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2. \quad (2.13)$$

Dieser quadratische Zusammenhang zwischen Abstand r und verfügbarer Leistung wird als Frii'sche Formel bezeichnet [10] und gilt nur unter idealisierten Bedingungen ohne Reflexion und Dämpfung an Hindernissen. Der Verlauf der verfügbaren Leistung gemäß Frii'scher Formel ist in Abbildung 2.8 über den Abstand zum Lesegerät dargestellt. Die ausgesendete Leistung beträgt in diesem Beispiel $P_{EIRP} = 3,28$ W (dies entspricht gemäß [4] einer Leistung $P_{ERP} = 2$ W), die Wellenlänge beträgt $\lambda = 34$ cm und für den Antennengewinn wird ein Wert von $G = 1$ angenommen. Bei einem Abstand von $r = 4$ m zwischen Lesegerät und Transponder beträgt der Wert der verfügbaren Leistung $P_V = 150 \mu$ W. Moderne Transponder können mit einer deutlich geringeren Verlustleistung unter 50μ W betrieben werden [27]. Hier ist jedoch zu berücksichtigen, dass die verfügbare Leistung gemäß Gleichung 2.13 in Form einer Wechselspannung mit geringer Amplitude vorliegt. Die integrierten Schaltungen benötigen jedoch eine konstante Gleichspannung mit einem Mindestpegel [11]. Außerdem sei angemerkt, dass der Exponent aus Gleichung 2.13 für eine realistischere Abschätzung der verfügbaren Leistung mit einem Korrekturfaktor versehen werden sollte, um Dämpfungseffekte zu berücksichtigen. Beispielsweise wird der Zusammenhang für urbane Gegenden laut [5] häufig mit einem Exponenten von 3 abgeschätzt. Abbildung 2.9 zeigt ein linearisiertes Ersatzschaltbild der Transponderseite mit Antenne und Eingangsimpedanz des Tags. Hier bezeichnen C_{in} und

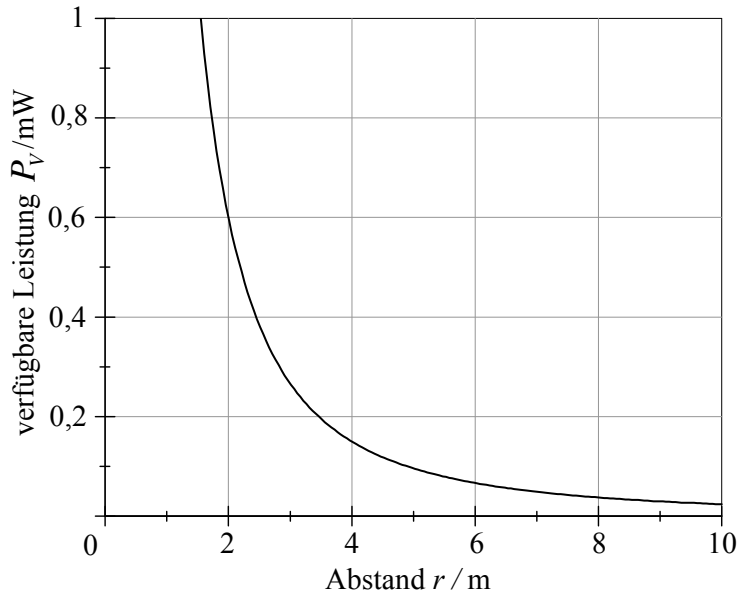


Abbildung 2.8: Verlauf der verfügbaren Leistung am Eingang des Transponders bei einer Sendeleistung von $P_{EIRP} = 3,28$, einer Trägerfrequenz von $f = 868$ MHz und einem Antennengewinn von $G = 1$

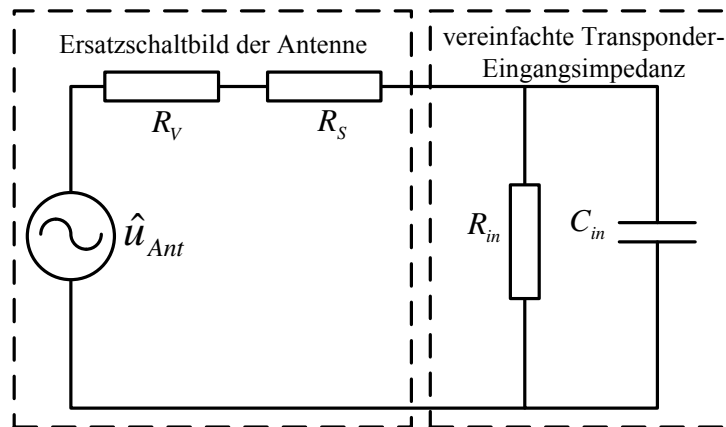


Abbildung 2.9: Ersatzschaltbild zur Beschreibung der Schnittstelle zwischen Antenne und Transponder Chip.

R_{in} die komplexe Eingangsimpedanz des Chips (siehe Kapitel 3), R_V ist der Verlustwiderstand der Antenne und R_S bezeichnet deren Strahlungswiderstand. Unter Vernachlässigung von Verlusten und imaginären Anteilen reduziert sich dieses Ersatzschaltbild auf einen ohmschen Spannungsteiler aus R_S und R_{in} am Eingang des

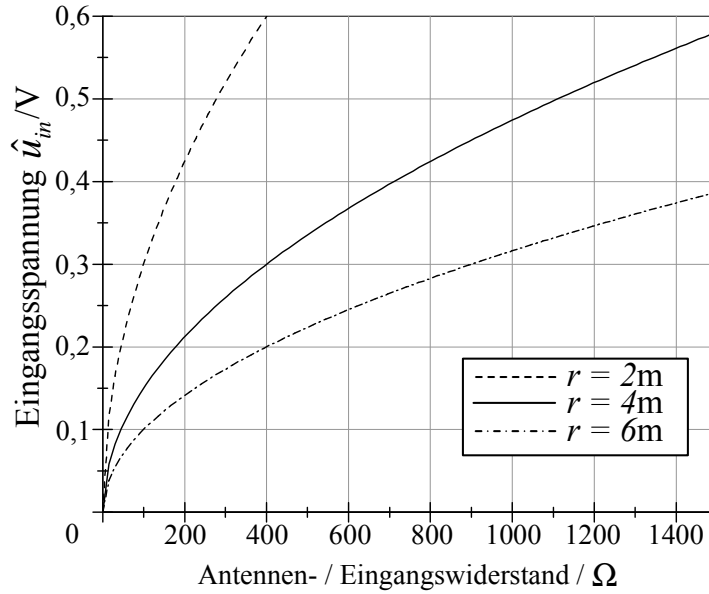


Abbildung 2.10: Spannung am Eingang des Transponders bei Leistungsanpassung (bei einer Sendeleistung von $P_{EIRP} = 3,28$ W, einer Trägerfrequenz von $f = 868$ MHz und einem Antennengewinn von $G = 1$)

Transponders. Die Antennenspannung hat gemäß [10] eine Amplitude

$$\hat{u}_{Ant} = 2\sqrt{2R_S P_V}. \quad (2.14)$$

So ergibt sich am Transponder Eingang eine Spannungsamplitude von

$$\hat{u}_{in} = 2\sqrt{2R_S P_V} \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}}. \quad (2.15)$$

Mit der Frii'schen Formel ergibt sich für die Eingangsspannung im Abstand r

$$\hat{u}_{in} = 2\sqrt{2R_S P_V} \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2}. \quad (2.16)$$

Der Verlauf der Spannung gemäß Formel 2.16 ist in Abbildung 2.12 für einen typischen Antennenwiderstand von 300Ω dargestellt. Die Frequenz beträgt in diesem Beispiel 868 MHz, die ausgesendete Leistung des Lesegeräts beträgt gemäß derzeitigen Vorschriften in Deutschland $P_{EIRP} = 3,28$ W. Es wird deutlich, dass die Amplitude der Eingangsspannung in großem Abstand zum Lesegerät unter 500 mV abfällt. Die Gleichrichtung dieser Eingangsspannung stellt bei niedrigen Amplituden aufgrund der Schwellenspannung realer Dioden ein Problem dar [31]. Offensichtlich

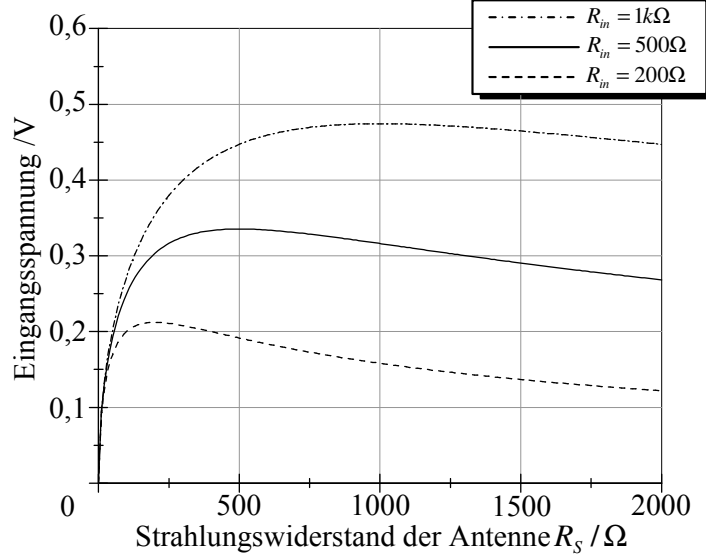


Abbildung 2.11: Eingangsspannung in Abhängigkeit vom Strahlungswiderstand der Antenne (Abstand $r = 4\text{ m}$)

führt ein großer Eingangswiderstand hier zu einer höheren Eingangsamplitude. Abbildung 2.11 zeigt die Amplitude der Eingangsspannung im Abstand von 4 m für verschiedene Eingangswiderstände in Abhängigkeit vom Strahlungswiderstand der Antenne. In Abbildung 2.13 ist der Verlauf der Eingangsspannung bei verschiedenen Strahlungswiderständen für einen Eingangswiderstand von 1 k Ω dargestellt. Im Fall der Leistungsanpassung ist die Amplitude der Eingangsspannung (sowie die von der Antenne an den Transponder übertragene Leistung) am höchsten. Zusammenfassend gilt, dass die Reichweite des Systems durch Leistungsanpassung einer hohen Eingangsimpedanz erreicht wird. Ein wichtiges Kriterium beim Entwurf des Transponders ist demnach die Maximierung der Eingangsimpedanz. Diese wird im Wesentlichen durch die Eingangsimpedanz des Gleichrichters bestimmt.

Bei der Anpassung von Antenne und Transponder ist ebenfalls zu beachten, dass die Eingangsimpedanz des Gleichrichters wesentlich vom aktuellen Stromverbrauch abhängt. In einer Phase mit erhöhtem Stromverbrauch, wenn beispielsweise die Auslese eines Sensors stattfindet, sinkt die Eingangsimpedanz. Der Strahlungswiderstand der Antenne ist hingegen konstant. Wenn der Stromverbrauch des Transponders gering ist, führt die erhöhte Eingangsimpedanz auch bei Fehlanpassung gegenüber der An-

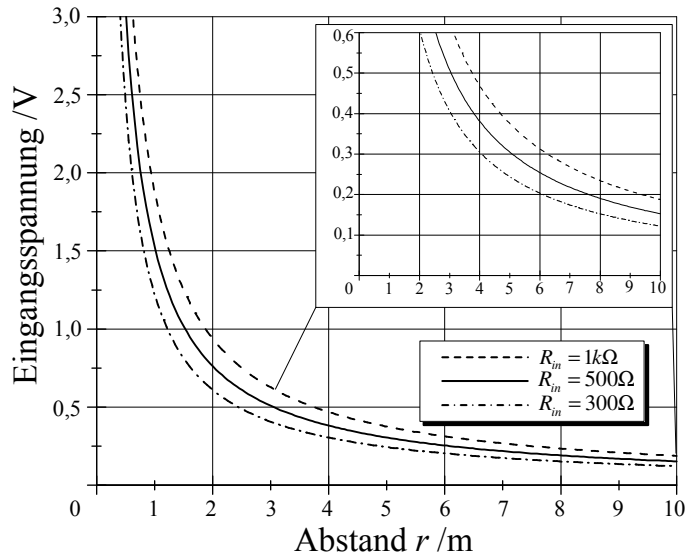


Abbildung 2.12: Eingangsspannung in Abhängigkeit vom Abstand zum Lesegerät für verschiedene Eingangswiderstände des Transponders (bei einer Sendeleistung von $P_{EIRP} = 3,28$ W, einer Trägerfrequenz von $f = 868$ MHz und einem Antennengewinn von $G = 1$).

tenne zu keinem Einbruch der Versorgungsspannung, da die Eingangsspannung auch bei geringerer eingekoppelter Leistung einen hohen Wert annimmt. Damit ergibt sich auch eine hohe Spannung am Ausgang des Gleichrichters, und der Transponder kann betrieben werden. Die Eingangsimpedanz des Transponders sollte in jedem Fall maximiert werden.

Bei der Betrachtung wurden Imaginärteile der Antennen- und Transponderimpedanz zunächst vernachlässigt. Bei der Gleichrichtung einer hochfrequenten Spannung spielen jedoch verschiedene Kapazitäten von integrierten Bauelementen, Metallleitungen, und Bondpads eine wesentliche Rolle. Der Einfluss dieser Kapazitäten wird in den Kapiteln 3 und 4 im Detail untersucht. Hier sei zunächst festgestellt, dass der Gleichrichter eine nicht vernachlässigbare Eingangskapazität von einigen hundert femto Farad bis mehreren pico Farad aufweist. Diese Eingangskapazität muss induktiv kompensiert werden, um Leistungsanpassung zu erreichen. Dies kann durch eine Spule am Eingang, oder durch eine induktive Antenne realisiert werden. Hier ist zu berücksichtigen, dass eine hohe Güte des Transpondereingangs die Bandbreite des Systems beschränkt. Um den Transponder jedoch international (bei unterschiedlichen Funkvorschriften) einsetzen zu können, muss derzeit eine Bandbreite von ca.

100 MHz (860 MHz - 960 MHz) erzielt werden. Die Datenrate ist gegenüber dieser Bandbreite mit 40 kHz bis 160 kHz relativ gering. Insgesamt lassen sich aus der Analyse der Energieübertragung im elektromagnetischen Fernfeld folgende Entwurfskriterien für das Erzielen einer hohen Reichweite ableiten:

- Die Spannungs-Sensitivität des Gleichrichters muss maximiert werden. Die Spannungs-Sensitivität bezeichnet hier die minimal benötigte Eingangsspannung, um bei gegebener Last eine Ausgangsspannung zu erzeugen, die den Transponderbetrieb ermöglicht.
- Der Eingangswiderstand des Transponders muss maximiert werden. So kann Leistungsanpassung mit einer Antenne mit hohem Strahlungswiderstand erreicht werden.
- Die Eingangskapazität des Transponders muss begrenzt werden, um eine ausreichende Bandbreite für den internationalen Betrieb zu ermöglichen.

Die Eingangsimpedanz und die Sensitivität werden durch den Stromverbrauch und die minimale Versorgungsspannung der integrierten Schaltungen, sowie durch den Gleichrichter festgelegt. Eine Optimierung der Reichweite erfolgt also über die Anwendung von Low Voltage, Low Power Schaltungstechnik und über die effiziente Implementierung von Gleichrichtung und Spannungserhöhung. Die Untersuchung der Gleichrichtung und die Entwicklung von neuartigen Schaltungstopologien bilden den Kern dieser Arbeit. Die Analyse und die Optimierung der Eingangsimpedanz, der Leistungseffizienz, und der Sensitivität erfolgen in den Kapiteln 3 und 4.

2.4 Datenübertragung bei UHF-Transpondern

Die Datenübertragung erfolgt im Halb-Duplex-Verfahren [13]. Der wesentliche Unterschied zwischen einem Transponder und einem Transceiver ist das Verfahren der Datenübertragung vom Tag zum Lesegerät [4]. Bei einem Transponder wird kein herkömmlicher Sender verwendet, da dieser -gerade bei passivem Betrieb- zu viel Leistung benötigt. Die Kommunikation erfolgt an Stelle dessen über die Modulation des Radarquerschnitts des Transponders. Der Radarquerschnitt σ beschreibt das Verhältnis zwischen der reflektierten Leistung P_r zur Strahlungsdichte S gemäß $P_r = \sigma S$. Wenn der Radarquerschnitt verändert wird, kann auf diese Weise die

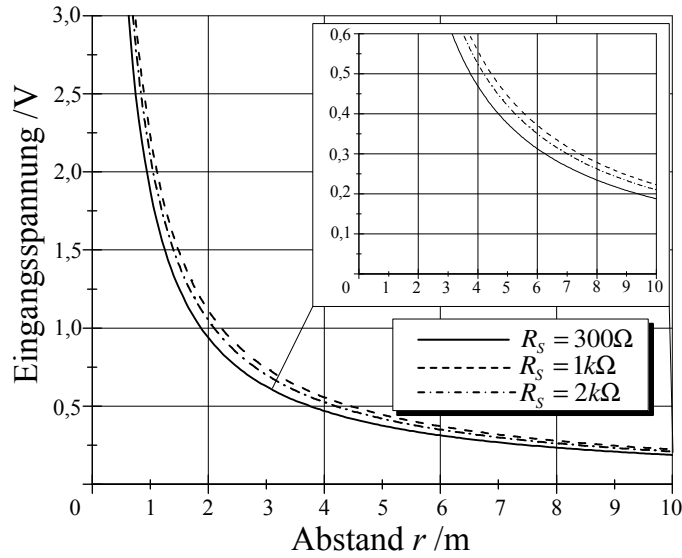


Abbildung 2.13: Eingangsspannung in Abhängigkeit vom Abstand zum Lesegerät für verschiedene Strahlungswiderstände der Antenne (bei einer Sendeleistung von $P_{EIRP} = 3,28\text{W}$, einer Trägerfrequenz von $f = 868\text{ MHz}$ und einem Antennengewinn von $G = 1$).

reflektierte Welle moduliert werden. Der Stromfluss durch Antennen- und Transponderimpedanz berechnet sich aus der induzierten Antennenspannung und der Summe der Impedanzen von Antenne und Transponder gemäß

$$I = \frac{U_{Ant}}{Z_{ant} + Z_T}, \quad (2.17)$$

wobei $Z_{ant} = R_r + jX_{Ant}$ die komplexe Impedanz der Antenne und $Z_T = R_T + jX_T$ die komplexe Eingangsimpedanz des Transponders darstellen. Die reflektierte Leistung beträgt

$$P_r = U_{Ant}^2 \frac{R_r}{(Z_{ant} + Z_T)^2}. \quad (2.18)$$

Die reflektierte Leistung ist damit in Betrag und Phase von der Eingangsimpedanz des Transponders abhängig. Wenn eine Modulationslast Z_L entsprechend der Daten direkt an den Antennenanschluss geschaltet wird, kann somit eine Amplituden- und/oder Phasenmodulation der reflektierten Welle erreicht werden. In Kapitel 5, Abschnitt 5.2.1 werden Implementierungen des Modulators erläutert.

Die Kommunikation vom Lesegerät zum Transponder erfolgt über Amplituden Um-

tastung (ASK, engl.: Amplitude Shift Keying) [10]. Die damit verbundenen Einbrüche der Eingangsleitung auf Transponderseite wirken sich nachteilig auf die Reichweite des Systems aus. Bei Verwendung einer PIE (Pulse Interval Encoding) Codierung kann jedoch die Dauer der Zustände mit niedriger Amplitude deutlich verringert werden. Die Amplitudenmodulation bietet den wesentlichen Vorteil, dass ein stromsparender Hüllkurvendemodulator als Empfänger eingesetzt werden kann [27]. Die Implementierung des Demodulators ist in Kapitel 5, Abschnitt 5.2.1 erläutert.

2.5 Architektur eines passiven UHF-RFID-Transponders

Ein Transponder besteht in den meisten Fällen aus einer integrierten Schaltung und einer Antenne [4]. Identifikationstransponder bieten lediglich die Funktionalität für Lese- und Schreibzugriffe und weisen daher eine einfache Architektur gemäß Abbildung 2.14 auf [27]. Sensor-Transponder benötigen zusätzliche Schaltungen zur Bereitstellung von präzisen Referenzen, einer konstanten geregelten Versorgungsspannung und einer Analog/Digital Umsetzung. Im Folgenden werden die wichtigen Schaltungsblöcke eines reinen RFID Transponders auf Architekturebene beschrieben. Das analoge Front End bildet die Funk-Schnittstelle für die Energie- und Informationsübertragung. Der Digitalteil beinhaltet Funktionalität zur (De-) Kodierung und zur Ablaufsteuerung des Kommunikationsprotokolls. Die Identifikationsdaten werden in nichtflüchtigem Speicher (beispielsweise EEPROM) hinterlegt. Die wichtigsten Aufgaben des analogen Front-Ends sind hier die Bereitstellung einer Versorgungsspannung mit ausreichender Höhe, sowie die Demodulation der eingehenden Daten und die Modulation der Transponder-Eingangsimpedanz zum Senden von Daten. Außerdem werden im Front-End ein Takt und ein Power On Reset (POR-) Signal generiert. Die Versorgungsspannung muss nicht präzise geregelt werden, es genügt ein Überspannungsschutz (ÜSS) gegen zu hohe Spannungswerte, die sich in der Nähe eines Lesegerätes einstellen können. Abbildung 2.15 zeigt die Strombilanz eines Sensor-Transponders. Der Sensor und die Ausleseschaltungen führen erwartungsgemäß zu einer stark erhöhten Leistungsaufnahme. Der Gleichrichter wird je nach Betriebszustand (Messung, Analog/Digital Umsetzung oder Kommunikation) mit einem Strom zwischen $5\mu\text{A}$ und $8\mu\text{A}$ belastet.

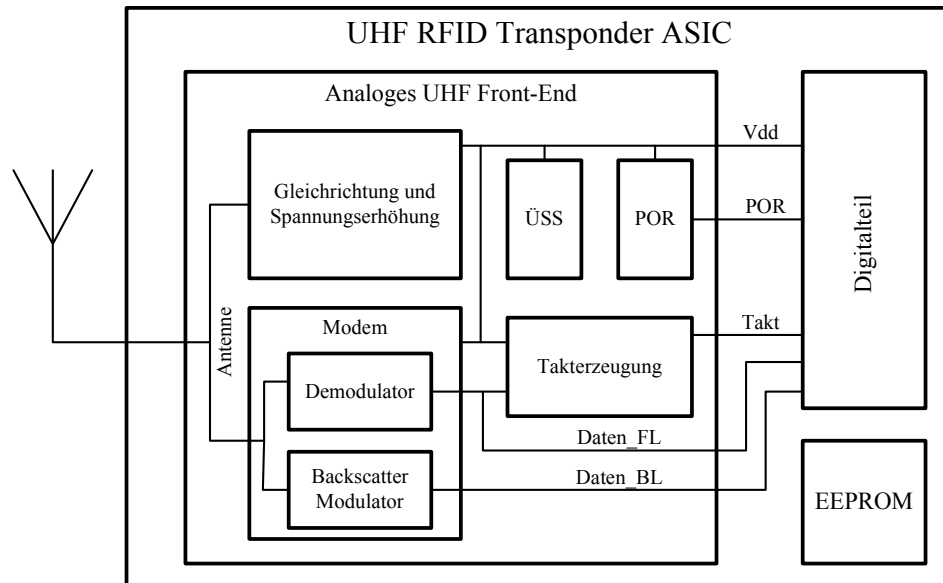


Abbildung 2.14: Architektur eines passiven UHF-RFID Transponders

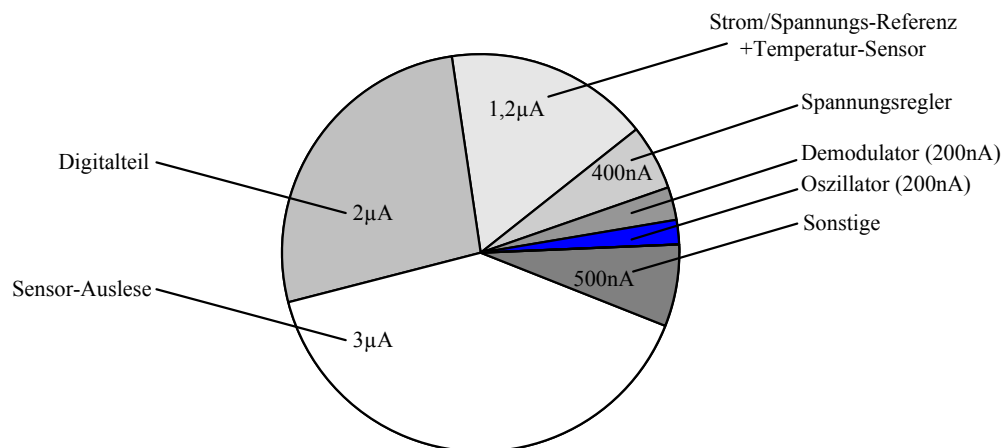


Abbildung 2.15: Gleichstrombilanz im UHF-Sensor-Transponder. Hierbei handelt es sich um die Stromlast am Ausgang des Gleichrichters.

Kapitel 3

Analyse und Modellierung der Gleichrichtung

Die Gleichrichtung und Spannungserhöhung hat gemäß Kapitel 2 wesentlichen Einfluss auf die erzielbare Reichweite von passiv versorgten Transpondern. In typischen UHF Systemen werden ca. 50 - 80 Prozent der Eingangsleistung des Gleichrichters in den verwendeten Dioden in Wärme umgesetzt [39] [10]. Unter Berücksichtigung von Reflektionen aufgrund von Fehlanpassung der Antenne kann häufig nur unter 10 Prozent der verfügbaren Leistung in den Verbraucherschaltungen des Transponders verwendet werden. Abbildung 3.1 zeigt die Übertragungsstrecke der Energie vom Lesegerät bis zur Verbraucherschaltung im Transponder-ASIC. Die Leistung ist durch nationale Vorschriften beschränkt, und sie wird in der Regel ungerichtet vom Lesegerät ausgesendet. Gemäß der Frii'schen Formel (2.13) wirkt sich die Freiraumdämpfung aus. Die Effizienz η_1 der Übertragung über den Kanal ist demnach in großem Abstand sehr gering. Weitere Leistungsverluste ergeben sich durch die Fehlanpassung zwischen Antenne und Transponder-ASIC. Eine ideale Anpassung kann hier nicht erreicht werden, da die Eingangsimpedanz des Transponders stark von den aktuellen Lastbedingungen abhängt. Außerdem unterliegt die Eingangsimpedanz des Chips einer Schwankung in Abhängigkeit von Fertigungstoleranzen und der Temperatur. Bei dem Entwurf der Antenne müssen unterschiedliche Randbedingungen (Kosten, Größe, Gewicht, Richtwirkung, Bandbreite, etc) berücksichtigt werden. Bei internationalem Betrieb des Transponders unterscheidet sich die Trägerfrequenz zwischen Europa, den USA und Asien teilweise erheblich. Insgesamt ist die tatsächliche Eingangsleistung aufgrund der Fehlanpassung um den Faktor η_2 gerin-

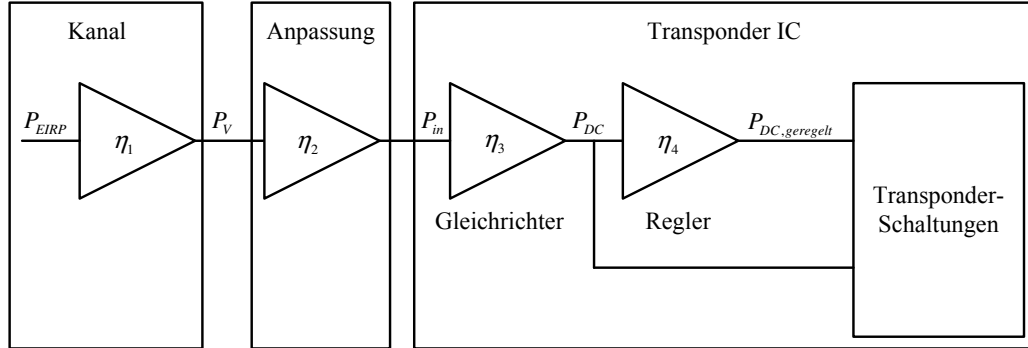


Abbildung 3.1: Übertragungsstrecke der Energie vom Lesegerät zur Verbraucherschaltung

ger als die verfügbare Leistung. Im Transponder treten die größten Lesungsverluste im Gleichrichter auf. Typische Effizienzen des Gleichrichters (η_3 in Abbildung 3.1) liegen hier deutlich unter 50% [10]. Die Effizienz des Spannungsreglers η_4 liegt deutlich höher und wird in Abschnitt 5.2.2 betrachtet.

Die Analyse und die Modellierung, sowie die Entwicklung einer daraus abgeleiteten Entwurfs- und Optimierungsstrategie von neuartigen Gleichrichterschaltungen bilden daher den Kern dieser Arbeit. Die Villard-Schaltung zur Einweg-Gleichrichtung gemäß [10] ist die am häufigsten eingesetzte Topologie in modernen UHF Transpondern. Die Funktionsweise wird in Abschnitt 3.1 zunächst vereinfacht erläutert.

Jeder Gleichrichter beinhaltet ein oder mehrere Bauteile mit nichtlinearen Eigenschaften, deren Parameter wesentlichen Einfluss auf die Eigenschaften der Gesamtschaltung haben. In Abschnitt 3.2 werden verschiedene Bauelemente zur Gleichrichtung vorgestellt und bezüglich ihrer Eignung für UHF Gleichrichter verglichen. Die Berechnung der Elemente eines linearisierten Ersatzschaltbildes erfolgt in Abschnitt 3.3. Wichtige Kenngrößen des Gleichrichters, wie die Eingangsimpedanz, die Spannungserhöhung, der Ausgangswiderstand, die Leistungseffizienz und die Sensitivität werden analytisch aus den Bauelementparametern abgeleitet. Die Modellierung mit einem Ersatzschaltbild ermöglicht die numerische Simulation des Sensortransponders mit akzeptablem Rechenaufwand, da die Trägerfrequenz im UHF Bereich auf diese Weise nicht berücksichtigt werden muss. Die Modellierung und Berechnung mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes vereinfacht außerdem den systematischen Schaltungsentwurf. Der Einfluss nichtidealer Eigenschaften der Bauelemente kann hier

quantitativ berücksichtigt werden. Bereits vor Beginn der Optimierung mit numerischen Simulationswerkzeugen kann die Tauglichkeit der Prozesstechnologie, der Dioden, und möglicher Schaltungstopologien präziser abgeschätzt werden.

3.1 Funktionsweise der Villard-Schaltung

Der Gleichrichter hat die Aufgabe, das hochfrequente Antennensignal auch bei niedriger Amplitude in eine ausreichend hohe Gleichspannung umzuwandeln [35]. Die Schaltung bewirkt also neben der Gleichrichtung auch eine Vervielfachung der Spannung. Die Spannungserhöhung und die Energieeffizienz dieser Schaltung haben maßgeblichen Einfluss auf die erzielbare Reichweite im Gesamtsystem. Auch die Eingangsimpedanz des Transponders wird in erster Linie von der Eingangsimpedanz des Gleichrichters beeinflusst [10]. Im Folgenden wird die Funktionsweise der Villard-Schaltung (auch Greinacher Schaltung oder Dickson Charge Pump) dargestellt (siehe Abbildung 3.3). Hierbei handelt es sich um die am häufigsten eingesetzte Gleichrichterschaltung im Bereich der UHF-RFID-Systeme. Die Energie wird antennenseitig über parallel angeordnete Kondensatoren eingekoppelt. Abbildung 3.2 zeigt die Signalverläufe an einer einzelnen Stufe. Die horizontale Diode hebt die Spannung über dem Eingangskondensator um eine Amplitude an, da in erster Näherung keine Ladung in Sperrrichtung der Diode abfließen kann. Die zweite Diode bildet mit dem Ausgangskondensator einen Spitzenwertdetektor, da die maximale Spannung ohne Stromlast am Ausgang nicht abgebaut wird. Aufgrund der Schwellenspannung realer Dioden entsteht in jeder dieser Stufen ein Spannungsverlust von einigen hundert Millivolt [37]. Gemäß Kapitel 2 liegt die Eingangsspannung in einem Abstand von mehreren Metern im Bereich der Schwellenspannung typischer Bauelemente, daher ist der Spannungsgewinn pro Stufe sehr gering [38]. Um dennoch eine Gleichspannung am Ausgang zu gewinnen, werden mehrere Stufen gemäß Abbildung 3.3 kaskadiert. Bei der Darstellung der Spannungsverläufe in Abbildung 3.3 wurden eine sinusförmige Eingangsspannung und ideale Kondensatoren angenommen. Für den Spannungsverlust über den Dioden wurde ein Wert von 200 mV angesetzt. Die Kaskadierung von mehreren Stufen hat eine Senkung der Eingangsimpedanz und eine Erhöhung der Spannungsvervielfachung zur Folge. Abbildung 3.4 zeigt die Ausgangsspannung eines 5-stufigen Gleichrichters für verschiedene Eingangsspannungen in Abhängigkeit vom Spannungsverlust über den Dioden. Bei kleiner Eingangsspan-

Kenngröße	Erläuterung
Sensitivität	minimale verfügbare Leistung $P_{V,min}$, die eine Ausgangsspannung bewirkt, welche für den Betrieb des Transponders ausreicht. Die Sensitivität des Transponders bestimmt die erzielbare Reichweite, daher handelt es sich hierbei um die Optimierungsgröße.
Spannungserhöhung	Verhältnis der Ausgangsspannung U_{out} zur Amplitude der Eingangsspannung \hat{u}_{in}
Gleichrichter Effizienz η_R	Verhältnis der Ausgangsleistung P_{out} zur Eingangsleistung P_{in} . Die Gleichrichter Effizienz ist über die Eingangsimpedanz Z_{in} (s.U.) und den Lastwiderstand R_{Load} mit der Spannungserhöhung verknüpft.
Gesamt Effizienz η_0	Verhältnis der Ausgangsleistung P_{out} zur verfügbaren Leistung P_V . Unter der Bedingung, dass die Antenne an die Eingangsimpedanz des Transponders ideal angepasst ist, gilt $\eta_0 = \eta_R$
Eingangsimpedanz Z_{in}	komplexe, linearisierte Eingangsimpedanz des Gleichrichters

Tabelle 3.1: Kenngrößen des Gleichrichters

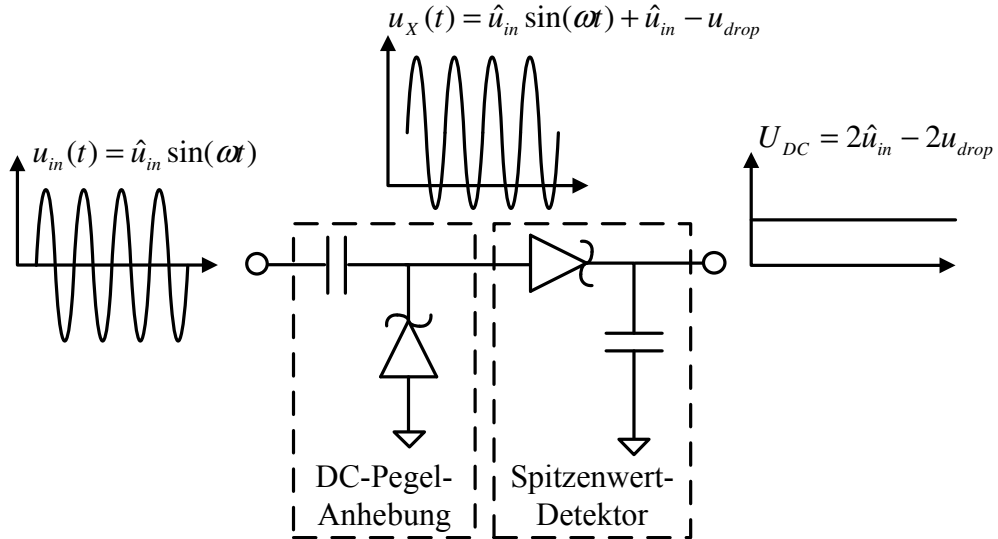


Abbildung 3.2: Funktionsweise und Signalverläufe bei der Villard-Schaltung

nung hat der Spannungsverlust demnach maßgeblichen Einfluss auf die erzielte Ausgangsspannung. Daher werden im Rahmen dieser Arbeit neue Konzepte erarbeitet, um diesen Spannungsverlust zu senken. Das reale Verhalten der Schaltung hängt stark von den Eigenschaften der verwendeten Dioden und Kondensatoren ab. Bei der Optimierung müssen neben der Schwellenspannung auch die gemessene Kennlinie und sämtliche parasitären Kapazitäten und Verlustwiderstände berücksichtigt werden. Die Anzahl von Stufen, die Auswahl der Dioden und Kondensatoren, die Diodenfläche und die Kondensatorgrößen sind wichtige Parameter bei der Dimensionierung [39]. Tabelle 3.1 zeigt die wichtigsten Kenngrößen des Gleichrichters. Die erzielbare Reichweite wird durch die Sensitivität des Gleichrichters festgelegt. Diese bezeichnet die minimale verfügbare Leistung $P_{V,min}$, die bei gegebener Antenne und bekannter Last I_{Load} am Ausgang des Gleichrichters eine Ausgangsspannung bewirkt, die für den Betrieb des Transponders ausreicht.

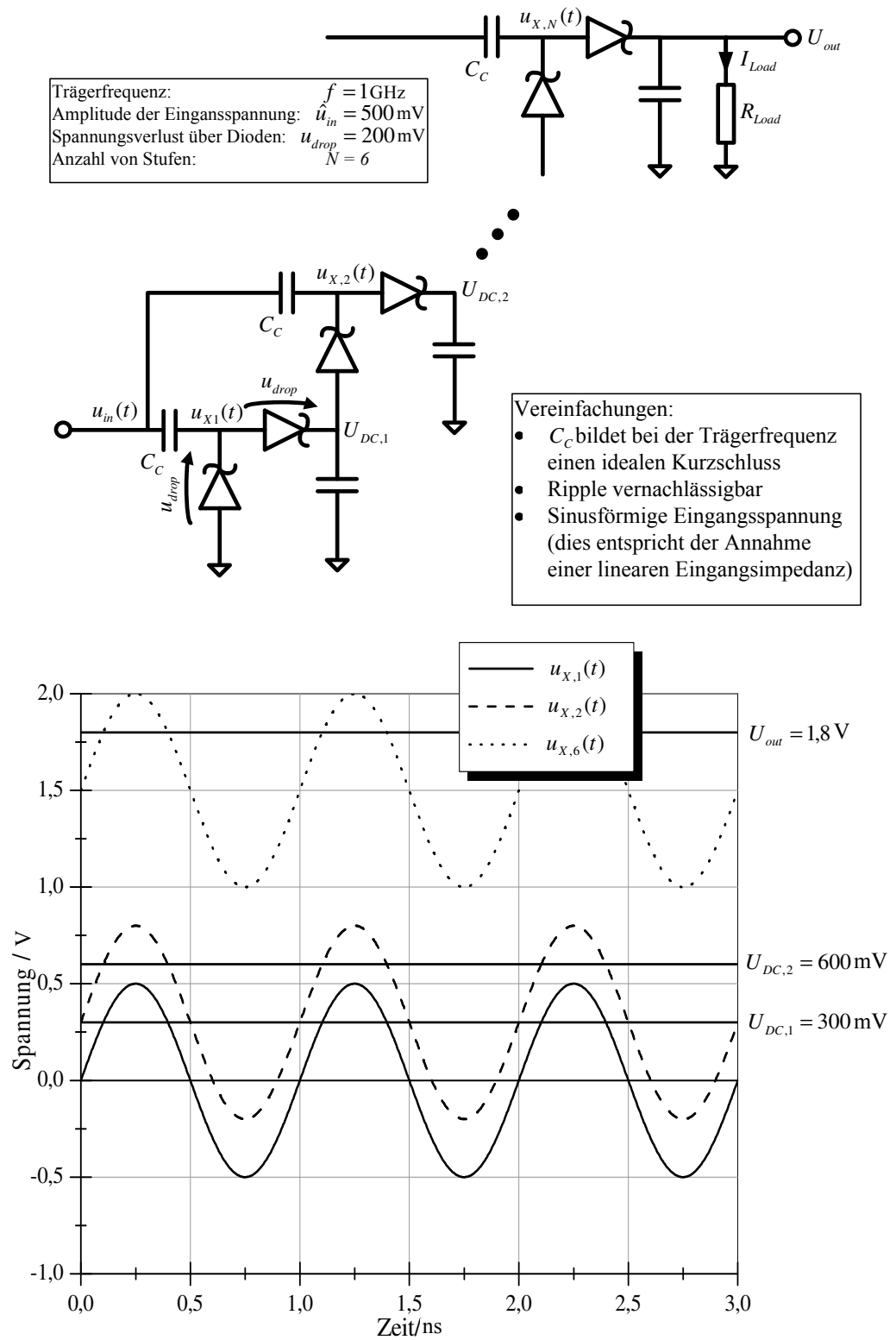


Abbildung 3.3: Villard-Schaltung

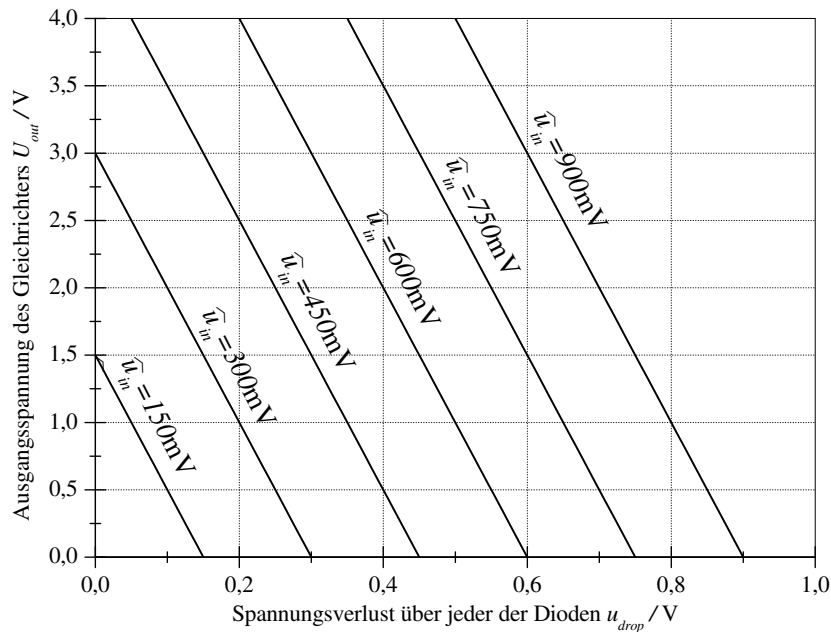


Abbildung 3.4: Ausgangsspannung eines 5-stufigen Gleichrichters in Abhängigkeit vom Spannungsverlust über den Dioden (bei verschiedenen Amplituden der Eingangsspannung)

3.2 Gleichrichterioden

3.2.1 Schottky-Dioden und als Dioden verschaltete Transistoren

Die Mehrheit der UHF Transponder gemäß dem Stand der Technik verwenden Schottky-Dioden oder als Diode geschaltete Transistoren zur Gleichrichtung der Antennenspannung [37]. Schottky-Dioden zeichnen sich durch geringe Sperrschichtkapazitäten und eine niedrige Flussspannung im Bereich von ca. 200 mV bei einem Strom von $5 \mu\text{A}$ aus. Für den Einsatz zur Gleichrichtung sollte die Diode kleine Kapazitäten gegenüber dem Substrat bei einer gleichzeitig niedrigen Flussspannung aufweisen. Geeignete Schottky-Dioden erfordern zusätzliche Prozessschritte. Schottky-Dioden sind jedoch auch in herkömmlichen CMOS Prozessen ohne zusätzliche Masken verfügbar, weisen hier jedoch in der Regel höhere Flussspannungen auf.

Transistoren mit niedrigen Kapazitäten sind aufgrund der stetigen Minimierung der minimalen Gatelänge in jedem günstigen Prozess vorhanden. Daher bietet sich die

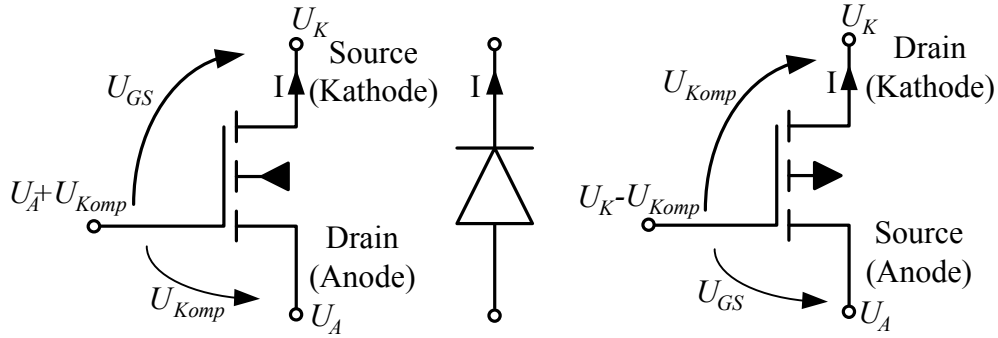


Abbildung 3.5: Transistoren mit Arbeitspunkt-Einstellung zur Kompensation der Schwellenspannung

Verwendung von Transistoren im Gleichrichter an. Auch die Schwellenspannung von Transistoren wird im Zuge der Verkleinerung der Strukturgrößen stetig gesenkt. In modernen Prozessen beträgt die Schwellenspannung des Transistors häufig nur 300 mV. Zusätzlich bieten viele Prozesse die Option von Transistoren mit niedriger Schwellenspannung. Insgesamt hängt die Wahl des Bauelements zur Gleichrichtung von der Schwankung der Schwellenspannung und von der Verfügbarkeit von geeignete Schottky-Dioden ab [19]. Im folgenden Abschnitt wird eine alternative Methode zur effizienten Gleichrichtung vorgestellt. Die Schwellenspannung von Transistoren wird hier über die Arbeitspunkteinstellung kompensiert.

3.2.2 Transistoren mit Kompensation der Schwellenspannung

Abbildung 3.5 zeigt einen p-Kanal und einen n-Kanal MOSFET-Transistor, die als Diode mit Arbeitspunkt-Einstellung zur Schwellenspannungs-Kompensation verschaltet sind. Im Fall der n-Kanal Diode wird die Spannung am Gate-Anschluss um eine Schwellenspannung größer eingestellt als das Anoden- (Drain-) Potenzial U_A . Damit ergibt sich am Gate-Anschluss gemäß Abbildung 3.5 die Spannung $U_A + U_{Komp}$, wobei $U_{Komp} = U_{th}$. Dies hat eine Verschiebung der Kennlinie gemäß Abbildung 3.6 zur Folge. Im Folgenden wird das Übertragungsverhalten dieser Diode mit Schwellenspannungs-Kompensation analytisch betrachtet. MOS Transistoren sind in der Regel symmetrisch und Drain und Source werden durch die Stromrichtung definiert. Wenn das Potenzial am Knoten U_A größer ist als das Potenzial am Knoten U_K (Kathode) entspricht der Drain Anschluss des Transistors der An-

ode der Diode und der Strom fließt in Durchlassrichtung. Unter der Bedingung, dass die Drain-Source Spannung U_{DS} größer ist als die Differenz zwischen Gate-Source Spannung U_{GS} und der Schwellenspannung U_{th} , arbeitet der Transistor im Bereich der Sättigung. Dann gilt:

$$U_{DS} > U_{GS} - U_{th} \text{ wobei } U_{GS} = U_A + U_{Komp} - U_K \quad (3.1)$$

$$\Leftrightarrow U_A - U_K > U_A + U_{Komp} - U_K - U_{th} \quad (3.2)$$

$$\Leftrightarrow 0 > U_{Komp} - U_{th} \quad (3.3)$$

Die Kompensationsspannung U_{Komp} darf also nicht größer als die Schwellenspannung des Transistors gewählt werden, damit der Transistor immer in der Sättigung arbeitet. Wenn das Potenzial am Knoten U_K größer ist als das Potenzial am Knoten U_A , entspricht die Kathode der Diode dem Transistor-Drain. In diesem Fall arbeitet der Transistor im Sperrbereich und führt in erster Näherung keinen Strom, wenn die Spannung am Gate kleiner ist als die Schwellenspannung des Transistors. Die Voraussetzung, dass $U_{Komp} \leq U_{th}$ ist also Bedingung dafür, dass der Transistor tatsächlich als Diode arbeitet.

In der Sättigung arbeitet der Transistor in der schwachen Inversion, wenn

$$U_{GS} = U_A + U_{Komp} - U_K \approx U_{th}. \quad (3.4)$$

In diesem Fall gilt für den Stromfluss durch die Diode in Durchlassrichtung [9]:

$$I_{DS,wI} = I_{D0} \frac{W}{L} e^{\left(\frac{U_{GS}}{n k T}\right)}, \quad (3.5)$$

wobei k die Boltzmann Konstante, T die Temperatur und n einen Wert zwischen 1,2 und 1,5 bezeichnet. Gleichung 3.4 zeigt, dass der Transistor bei $U_{Komp} = U_{th}$ bereits bei einer Drain-Source Spannung $U_{DS} > 0V$ in den Bereich der schwachen Inversion tritt, und Strom führen kann. Wenn

$$U_{th} + 70 \text{ mV} < U_{GS} = U_A + U_{Komp} - U_K < U_{th} + 500 \text{ mV} \quad (3.6)$$

arbeitet der Transistor im typischen Arbeitsbereich der starken Inversion. Eine Herleitung der Spannungswerte für den Übergang zwischen den Arbeitsbereichen ist [9] zu entnehmen. Der Übergangsbereich zwischen schwacher und starker Inversion wird als moderate Inversion bezeichnet. In der starken Inversion gilt für den Strom [9]:

$$I_{DS,sI} = K'_N \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{th})^2 (1 + \lambda U_{DS}), \quad (3.7)$$

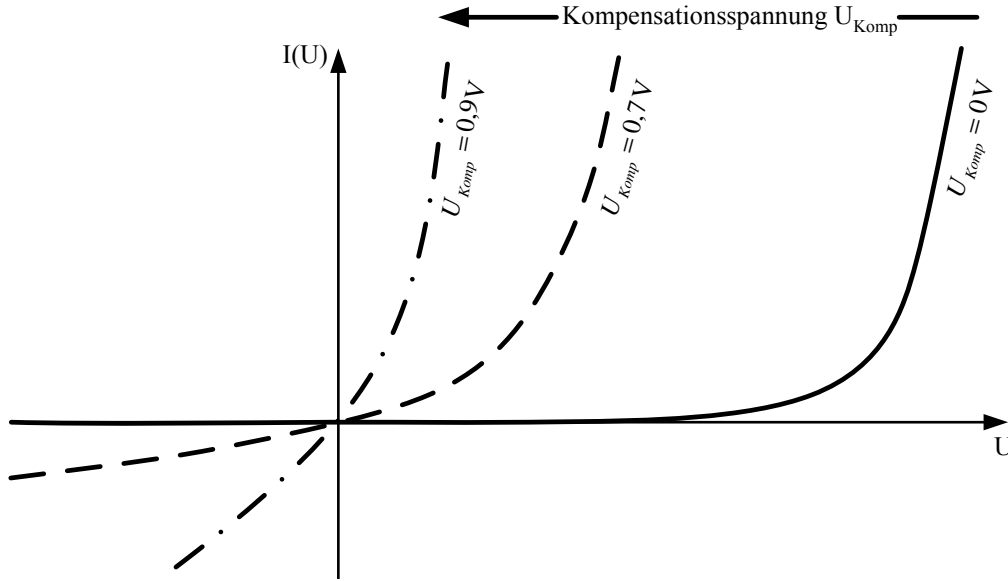


Abbildung 3.6: Einfluss der Kompensationsspannung U_{Komp} auf die Kennlinie des als Diode verschalteten Transistors

wobei λ den Kanallängenmodulationsfaktor und K_N den Verstärkungsfaktor bezeichnet. Unter Vernachlässigung der Kanallängenmodulation kann diese Gleichung durch die vereinfachte Großsignalgleichung [7]

$$I_{DS,sI} = K'_N \frac{W}{L} (U_{GS} - U_{th})^2 \quad (3.8)$$

ersetzt werden. Unter der Bedingung, dass $U_{Komp} = U_{th}$ arbeitet der Transistor bereits bei einer Drain-Source-Spannung zwischen ca. 70 mV und 500 mV im Bereich der starken Inversion. Bei höheren Spannungen tritt der Transistor in den Bereich der Geschwindigkeitssättigung. Wenn der Transistor mit Kompensationsspannung im UHF-Gleichrichter eingesetzt wird, arbeitet er während der einen Halbwelle im Sperrbereich und während der anderen Halbwelle in Abhängigkeit vom entnommenen Strom und der Eingangsspannung abwechselnd in der schwachen, moderaten und starken Inversion. Der Einfluss der Kompensationsspannung U_{Komp} auf die $I(U)$ Transferkennlinie wird in Abbildung 3.6 für eine Schwellenspannung von ca. 700 mV qualitativ verdeutlicht. Für den P-Kanal Transistor gilt die analoge Rechnung. Abbildung 3.7 zeigt eine Schaltung zum Erzeugen der Kompensationsspannung zwischen Gate und Source eines N-Kanal Transistors. Die Schaltung besteht im Wesentlichen aus einem Spannungsteiler mit einem Widerstand und einem als Diode verschalteten Transistor. Am Eingang des Spannungsteilers wird eine Span-

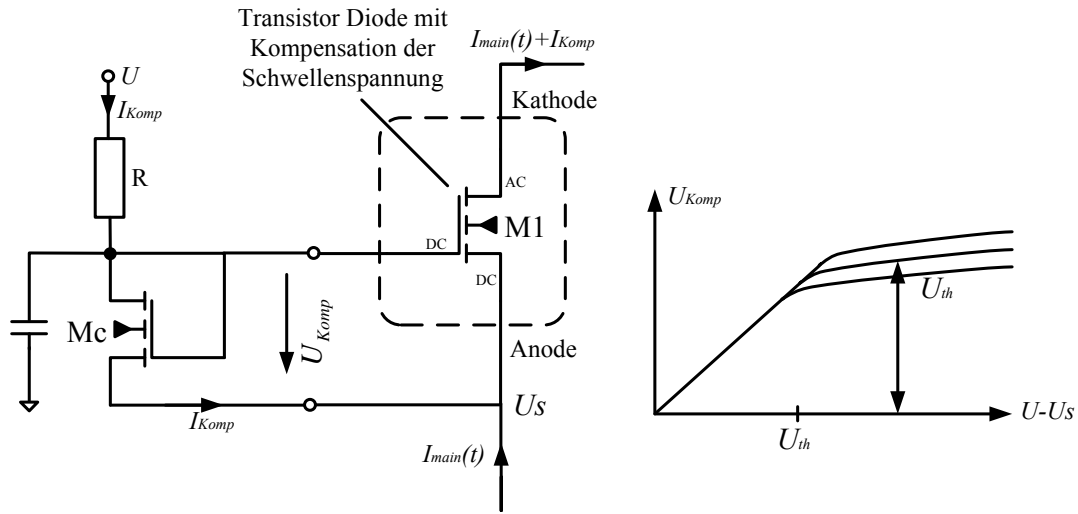


Abbildung 3.7: Schaltung zum Erzeugen der Kompensationsspannung zwischen Gate- und Source-Anschluss des Transistors

nung U angelegt, die größer ist als die Summe von Source-Spannung U_S und der Schwellenspannung U_{th} des Transistors Mc . Über dem Transistor Mc fällt nun eine Schwellenspannung ab, und Transistor $M1$ verhält sich wie eine Diode mit $0V$ Schwellenspannung.

Wenn für die Transistoren $M1$ und Mc Matching-Techniken angewendet werden, weisen beide in etwa die selbe Schwellenspannung auf. Wenn sich die Schwellenspannung von $M1$ durch Prozess- oder Temperaturschwankungen verändert, wird die Kompensationsspannung U_{Komp} dynamisch angepasst. Hier ist jedoch zu berücksichtigen, dass der Strom durch $M1$ im Mittel gleich dem gesamten Laststrom des Gleichrichters entspricht. Der Strom durch Mc muss jedoch in realen Schaltungsimplementierungen gemäß Kapitel 4 stark begrenzt werden, da die Spannung U in der Regel nicht belastet werden kann. Um dennoch eine ausreichend hohe Kompensationsspannung U_{Komp} zu erhalten, wird das W/L-Verhältnis von Mc gegenüber $M1$ verkleinert.

3.3 Modellbildung

Die Modellierung des Gleichrichters erfolgt für den eingeschwungenen Zustand, in dem die Ausgangsspannung auf ihren stationären Endwert angestiegen ist. Abbildung 3.8 zeigt das lineare Ersatzschaltbild des Gleichrichters gemäß [10]. Im einge-

schwungenen Zustand kann das Verhalten des Gleichrichters gemäß [10] vereinfacht mit dem linearen Modell nachgebildet werden. Der Gleichrichter belastet das Antennensignal mit einem Eingangswiderstand und einer Eingangskapazität. Im Ersatzschaltbild wird diese Eigenschaft vereinfacht durch die Elemente C_{in} und R_{in} abgebildet. Bei gegebener Betriebsfrequenz können diese Modellelemente auch in eine äquivalente Serienschaltung einer Kapazität $C_{in,S}$ und $R_{in,S}$ umgerechnet werden. Die Herleitung der Eingangsimpedanz in Abhängigkeit von realen Bauelementparametern und Betriebsbedingungen erfolgt in Abschnitt 3.4. Ausgangsseitig verhält sich der Gleichrichter wie eine reale Spannungsquelle mit Innenwiderstand. Im Ersatzschaltbild wird dieses Verhalten durch eine gesteuerte Spannungsquelle $U_{out,0}$ und einen Ausgangswiderstand R_{out} berücksichtigt. Hier ist zu beachten, dass es sich bei R_{out} um einen nichtlinearen Widerstand handelt. Alternativ kann das Verhalten auch als gesteuerte Stromquelle $I_{out,0}$ mit parallelem Ausgangsleitwert S_{out} abgebildet werden. Der Gleichrichter beinhaltet einen ausgangsseitigen Stützkondensator, um bei Lastspitzen (beispielsweise durch Schaltvorgänge im Digitalteil) kurzfristig Ladung bereitzustellen, ohne dass die Versorgungsspannung wesentlich einbricht. Dieser Speicherkondensator wird im Ersatzschaltbild durch die Kapazität C_{out} berücksichtigt. Die Berechnung der Modellelemente $U_{out,0}$ und R_{out} erfolgt im Folgenden sowohl für den Gleichrichter unter idealisierten Bedingungen, als auch für die herkömmliche Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden. Schließlich wird das Verfahren auch auf die Berechnung des Gleichrichters mit Schwellenspannungskompensation übertragen.

3.4 Eingangsimpedanz

Die Eingangsimpedanz des Gleichrichters bestimmt die Eingangsspannung bei gegebener Antenne [20]. Die Hersteller von Transpondern geben die Eingangsimpedanz üblicherweise in Form eines Eingangswiderstandes und einer Eingangskapazität an. Der Strahlungswiderstand der Antenne kann dann zur Leistungsanpassung konjugiert komplex zu dieser Eingangsimpedanz gewählt werden. Die Angabe eines konstanten (linearen) Eingangswiderstandes stellt eine Vereinfachung dar. Unter der Annahme, dass die Koppelkondensatoren am Eingang der Schaltung bei der Trägerfrequenz eine vernachlässigbare Impedanz bilden, liegt die Eingangsspannung (bei unterschiedlichen DC-Pegeln) über jeder der Dioden [27]. Aufgrund der nicht-

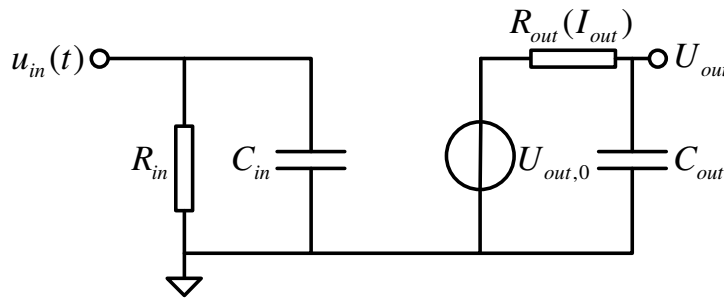


Abbildung 3.8: linearisiertes Modell des UHF Gleichrichters gemäß [10]

linearen Diodeneigenschaften ergibt sich ein nichtlinearer Eingangswiderstand der Gesamtschaltung. Um dennoch einen linearen Eingangswiderstand angeben zu können, wird die Eingangsimpedanz auch in dieser Arbeit vereinfachend in Form eines Eingangswiderstandes und einer Eingangskapazität angegeben. Eingangswiderstand und Eingangskapazität werden im Wesentlichen durch den ausgangsseitig entnommenen Strom, die Anzahl der Stufen, sowie durch verschiedene Kapazitäten und Substratverluste bestimmt. Ein großer Eingangswiderstand bewirkt gemäß Kapitel 2 eine große Eingangsspannung und ermöglicht Verwendung einer Antenne mit großem Strahlungswiderstand. Um Leistungsanpassung zwischen Antenne und Transponder zu erreichen, muss die Antennenimpedanz konjugiert komplex zur Eingangsimpedanz des Transponders gewählt werden. Da der Transponder eine Eingangskapazität aufweist, sollte eine induktive Antenne oder eine externe Spule zur Leistungsanpassung verwendet werden. Hier ist jedoch zu berücksichtigen, dass eine hohe Güte zu einem schmalbandigen System führt. Wenn der Transponder international eingesetzt wird, muss über die gesamte Bandbreite der möglichen Betriebsfrequenzen (100 MHz im Fall der internationalen ISM Bänder) eine akzeptable Leistungsanpassung erreicht werden. Beim Entwurf der Gleichrichterschaltung sollte also die Eingangskapazität minimiert und der Eingangswiderstand maximiert werden. Im Folgenden werden die Werte von C_{in} und R_{in} aus Schaltungsparametern berechnet.

3.4.1 Eingangsimpedanz unter Annahme von idealen Bauteilen

Ein Gleichrichter mit idealen Dioden und idealen Kondensatoren wird im Folgenden als idealer Gleichrichter bezeichnet. Es wird angenommen, dass die Koppelkondensatoren des idealen Gleichrichters bei der Trägerfrequenz einen Kurzschluss, und bei Gleichspannung einen Leerlauf bilden. Ein idealer Gleichrichter hat im eingeschwungenen Zustand keine Eingangskapazität, sondern eine rein reelle Eingangsimpedanz, die nur von der Anzahl der Stufen und dem entnommenen Strom abhängt. Dieser Eingangswiderstand wird wie oben erwähnt als linearer Widerstand modelliert. Zur Berechnung dieses Eingangswiderstands unter idealen Bedingungen wird die Leistungsbilanz betrachtet [10]. Aufgrund der Verlustfreiheit des idealen Gleichrichters gilt $P_{in} = P_{out}$, da keine Leistung in Form von Wärme umgesetzt wird. Die Ausgangsleistung beträgt

$$P_{out} = U_{out} I_{Load}, \quad (3.9)$$

und für die Eingangsleistung auf Wechselspannungsseite gilt (unter Annahme eines konstanten, linearen Eingangswiderstandes)

$$P_{in} = U_{in,eff}^2 / R_{in} = \hat{u}_{in}^2 / 2R_{in}. \quad (3.10)$$

Im idealen Gleichrichter gilt zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung

$$u_{out} = 2N\hat{u}_{in}, \quad (3.11)$$

wobei N die Anzahl von Stufen bezeichnet. Die Leistungsbilanz lautet demnach

$$\hat{u}_{in}^2 / 2R_{in} = 2N\hat{u}_{in} I_{Load}. \quad (3.12)$$

Somit ergibt sich für den Eingangswiderstand [10]

$$\boxed{R_{in,ideal} = \frac{\hat{u}_{in}}{4N I_{Load}}}. \quad (3.13)$$

Demnach ist der Eingangswiderstand auch beim idealen Gleichrichter nicht nur vom Ausgangsstrom, sondern auch von der Eingangsspannungsamplitude abhängig. Diese Spannungsabhängigkeit ist dadurch zu begründen, dass bei der Analyse von einem konstanten I_{Load} , also von einem spannungsabhängigen Lastwiderstand am Ausgang

ausgegangen wurde. Wird an Stelle des Laststroms ein konstanter Lastwiderstand R_{Load} am Ausgang angesetzt, gilt für die Ausgangsleistung

$$P_{out} = \frac{U_{out}^2}{R_{Load}}. \quad (3.14)$$

und für den Eingangswiderstand ergibt sich über die Leistungsbilanz nach analoger Rechnung

$$\boxed{R_{in,ideal} = \frac{R_{Load}}{8N^2}}. \quad (3.15)$$

Unter der Annahme eines konstanten Lastwiderstandes R_{Load} sinkt der Eingangswiderstand des Gleichrichters demnach mit dem Quadrat der Stufenzahl.

3.4.2 Eingangsimpedanz im realen Gleichrichter

In realen Halbleitertechnologien, insbesondere bei kostengünstigen standard Bulk CMOS Prozessen, existieren verschiedene ungewünschte Kapazitäten von Dioden, Kondensatoren, und Metalleitungen. Diese Kapazitäten beeinflussen nicht nur die Eingangskapazität, sondern auch den realen Eingangswiderstand und die Effizienz des Gleichrichters. Abbildung 3.9 zeigt das Schaltbild einer einzelnen Stufe der Villard-Schaltung unter Berücksichtigung von Kapazitäten und Substratverlusten von Kondensatoren und Dioden. Die Platten des Eingangskondensators, insbesondere die untere, weisen eine Kapazität und einen Widerstand gegenüber dem Substrat auf. Bei hohen Frequenzen führen diese parasitären Elemente zu hohen Verlusten, und müssen insbesondere bei Bulk CMOS Prozessen berücksichtigt werden. In Abbildung 3.9 werden die Substratverluste der unteren Platte des Eingangskondensators durch die Elemente $C_{C,S}$ und $R_{C,S}$ berücksichtigt [19]. Die Diode D2 liegt eingangsseitig auf Wechsellspannungspotential, daher bewirken ihre Substratkapazität C_{sD2} und der Substratwiderstand R_{sD2} einen signifikanten Leistungsverlust. Außerdem weisen beide Dioden eine Sperrschicht Kapazität C_D auf. Um die Eingangsimpedanz des Gleichrichters aus diesen Elementen abzuleiten, werden die wichtigsten Kapazitäten und Widerstände auf den Eingang transformiert. In den Abbildungen 3.10 und 3.11 sind die verwendeten Impedanztransformationen erläutert. Eine Serienschaltung aus einem Widerstand R_S und einem Kondensator C_S kann gemäß Abbildung 3.10 für eine feste Frequenz in eine äquivalente Parallelschaltung aus einem Widerstand R_P und einem Kondensator C_P umgerechnet werden [7]. Es gilt:

$$R_P = (Q^2 + 1)R_S \quad (3.16)$$

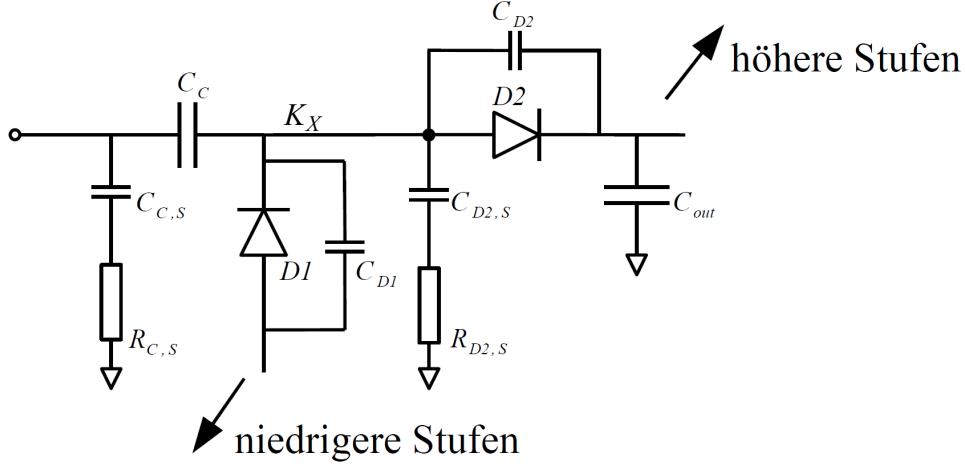


Abbildung 3.9: Einzelnde Stufe der Villard-Schaltung unter Berücksichtigung parasitärer Elemente

$$C_P = C_S \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{Q^2}} \right), \quad (3.17)$$

wobei $Q = \frac{1}{\omega R_S C_S} = \omega R_P C_P$ die Güte bezeichnet. Die Vereinfachungen in Abbildung 3.10 gelten unter der Bedingung, dass $Q \gg 1$. So ergibt sich:

$$R_P \approx \frac{1}{(\omega C_S)^2 R_S} \quad (3.18)$$

$$C_P \approx C_S. \quad (3.19)$$

Mit Hilfe dieser Transformation kann auch das Netzwerk in Abbildung 3.11 umgerechnet werden. Auf diese Weise werden nun die Kapazitäten und Widerstände des Knoten K_X gegenüber Gleichspannungspotenzial auf den Eingang transformiert. So werden ein zusätzlicher (paralleler) Eingangswiderstand und eine Eingangskapazität für jede Stufe des Gleichrichters hergeleitet. Zunächst werden die Elemente C_{D1} , C_{D2} , $C_{D2,s}$, und $R_{D2,s}$ mit Hilfe der Transformation aus Abbildung 3.10 in eine einzelne Parallelschaltung aus einer Kapazität C_X und einem Widerstand R_X umgerechnet. Das resultierende Schaltbild ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Für dieses parallele RC-Glied gilt unter Vernachlässigung der layout-abhängigen Leitungsverluste:

$$C_X \approx C_{D1} + C_{D2} + C_{D2,s} \quad (3.20)$$

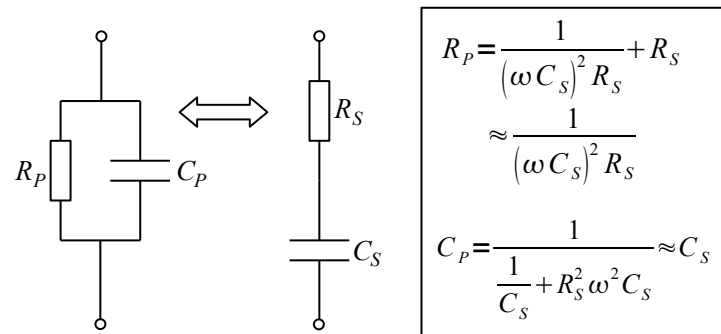


Abbildung 3.10: Impedanztransformation von Parallelschaltung zu Serienschaltung

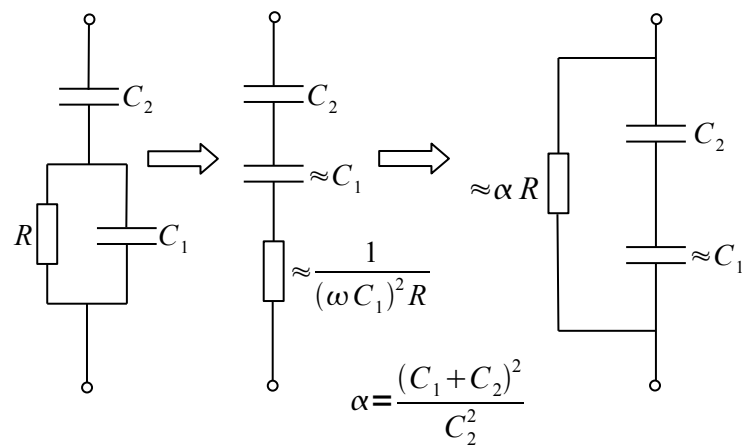


Abbildung 3.11: Impedanztransformation eines Netzwerks mit Zwischenschritt

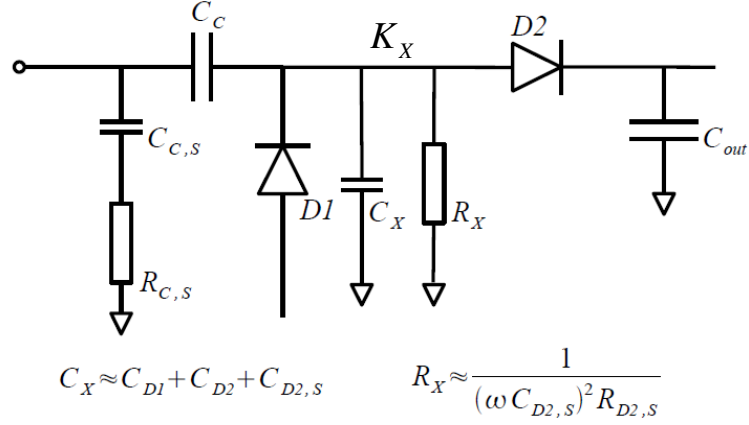


Abbildung 3.12: Einzelne Stufe mit vereinfachten parasitären Elementen

und

$$R_X \approx \frac{1}{(\omega C_{D2,s})^2 R_{D2,s}}. \quad (3.21)$$

Mit Hilfe der Transformation aus Abbildung 3.11 werden diese Elemente über den Kondensator C_C auf den Eingang des Gleichrichters transformiert. Am Eingang ergibt sich damit in erster Näherung ein zusätzlicher (paralleler) Widerstand der Stufe i

$$R_{in,i} \approx \left(\frac{(C_C + C_X)^2}{C_C^2} R_X \right) \parallel \frac{1}{(\omega C_{C,s})^2 R_{C,s}} \quad (3.22)$$

und eine Eingangskapazität

$$C_{in,i} \approx \frac{C_C C_X}{C_C + C_X} + C_{C,s}. \quad (3.23)$$

Wenn nun mehrere Stufen kaskadiert vorliegen, liegen die Eingangsimpedanzen parallel. Die Eingangsleitwerte und Eingangskapazitäten werden addiert. Zusammengefasst gilt (unter Annahme identischer Stufen) mit Formel 3.15

$$\boxed{C_{in} = \sum_{i=1}^N C_i \approx N \left(\frac{C_C C_X}{C_C + C_X} + C_{C,s} \right)} \quad (3.24)$$

und

$$R_{in} \approx \frac{1}{\sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{R_{in,p,i}} \right) + \frac{1}{R_{in,ideal}}}. \quad (3.25)$$

Der Einfluss der ungewünschten Kapazitäten und Widerstände der Schaltung ist demnach komplexer als intuitiv angenommen. Erwartungsgemäß führt eine große Anzahl von Stufen zu einem niedrigen Eingangswiderstand und einer großen Eingangskapazität. Aus Formel 3.24 ergibt sich, dass große Dioden- und Substratkapazitäten wie erwartet zu einer erhöhten Eingangskapazität führen. Außerdem zeigen Formeln 3.22 und 3.21, dass die Substratverluste der Diode D2 und des Eingangskondensators C_C den Eingangswiderstand verringern. Gemäß Formel 3.22 kann die Eingangskapazität durch Verwendung eines kleinen Eingangskondensators C_C gesenkt werden. Der Eingangskondensator muss jedoch in der Regel um etwa eine Größenordnung größer gewählt werden als die Summe der parasitären Kapazitäten, da andernfalls die Spannungsamplitude am Knoten K_X gesenkt wird. Dieser Zusammenhang wird in Abschnitt 3.5.2 erläutert.

3.5 Ausgangsspannung und Ausgangswiderstand

Um den Gleichrichter ausgangsseitig zu modellieren, werden die Elemente $U_{out,0}$ und R_{out} gemäß dem Ersatzschaltbild in Abbildung 3.8 berechnet. So kann der Wert der Ausgangsspannung des Gleichrichters bei gegebenem Antennen-Ersatzschaltbild und bekannter Gleichrichter-Eingangsimpedanz für jeden entnommenen Strom aus den realen Bauelement-Parametern berechnet werden.

3.5.1 Ausgangsspannung und Ausgangswiderstand beim idealen Gleichrichter

Im Folgenden wird das Übertragungsverhalten des N-stufigen Gleichrichters unter Annahme idealer Bauelemente (ideale Dioden und ideale Kapazitäten, keine Substratverluste) zusammengefasst. Es wird gemäß Abbildung 3.3 eine sinusförmige Eingangsspannung $u_{in}(t) = \hat{u}_{in} \sin(\omega t)$ angenommen. Die Eingangskondensatoren stellen bei der Arbeitsfrequenz einen Kurzschluss dar, also liegt die Eingangsspannung (abgesehen von einem Gleichanteil) auch am Knoten K_X und über den Dioden. Die ideale Diode D1 bildet einen Kurzschluss sobald das Potential K_X kleiner ist als

ihr Anodenpotenzial. So lässt sich der Gleichanteil des Signals am Knoten K_X herleiten. Der Gleichanteil berechnet sich aus der Summe des Anodenpotenzials und der Wechselspannungsamplitude am Knoten K_X (der Amplitude des Eingangssignals). Die Spannung $u_X(t)$ am Knoten K_X lautet also

$$u_X(t) = \hat{u}_{in}(\sin(\omega t) + 1). \quad (3.26)$$

Damit ist die Spannung über der Diode D_1 immer negativ oder null. Der Ausgangskondensator stellt bei der Arbeitsfrequenz einen idealen Kurzschluss gegenüber Groundpotenzial dar, daher enthält die Ausgangsspannung des Gleichrichters keinen Wechselspannungsanteil. Diode D_2 leitet, sobald die Ausgangsspannung kleiner ist als die Spannung $u_X(t)$, daher muss die Gleichspannung am Ausgang der ersten Stufe den Maximalwert von $u_X(t)$ annehmen:

$$U_{out,1,ideal} = 2\hat{u}_{in} \quad (3.27)$$

Es handelt sich also erwartungsgemäß um einen idealen Spannungsverdoppler. Für N kaskadierte Verdopplerstufen gilt also

$$\boxed{U_{out,ideal} = 2N\hat{u}_{in}.} \quad (3.28)$$

Wenn der Gleichrichter unbelastet ist, arbeiten alle Dioden (nach der Aufladephase des Gleichrichters) ausschließlich im Sperrbereich. Wenn am Ausgang des idealen Gleichrichters ein Strom entnommen wird, fließt in den Nulldurchgängen der Diodenspannungen (zum Zeitpunkt $t = \frac{\pi}{2\omega}$ bei Diode D_1 und zum Zeitpunkt $t = \frac{\pi}{\omega}$ bei Diode D_2) ein Dirac-förmiger Strompuls, um die entnommene Ladung nachzuliefern. Es wird genau so viel Ladung nachgeliefert, dass der Wert der Ausgangsspannung im eingeschwungenen Zustand bei $2\hat{u}_{in}$ erhalten bleibt. Der Ausgangswiderstand ist demnach (bei konstanter Eingangsspannung) gleich Null.

$$\boxed{R_{out,ideal} = 0\Omega} \quad (3.29)$$

Hier ist jedoch zu beachten, dass die Eingangsimpedanz (und damit die Eingangsspannung) auch beim idealen Gleichrichter sinkt, wenn der Laststrom erhöht wird.

3.5.2 Ausgangsspannung und Ausgangswiderstand beim realen Gleichrichter

Zunächst wird die Amplitude der Spannung \hat{u}_X über den Dioden (gemäß Abbildung 3.2) bestimmt. Es wird erneut angenommen, dass es sich hierbei um ein sinusförmiges

Signal handelt. Im Gegensatz zum idealen Gleichrichter existiert unter Berücksichtigung der ungewünschten Kapazitäten in der Schaltung gemäß Abbildung 3.12 ein Spannungsteiler zwischen der Koppelkapazität C_C und der Kapazität C_X , daher ist die Amplitude der Spannung am Knoten K_X geringer als die der Eingangsspannung. Für die Amplitude der Spannung $u_X(t)$ am Knoten K_X gilt näherungsweise:

$$\hat{u}_X \approx \frac{C_C}{C_C + C_X} \hat{u}_{in}, \quad (3.30)$$

wobei C_X gemäß Abbildung 3.12 die Kapazität zwischen K_X und den Knoten mit Gleichspannung darstellt. Wie beim idealen Gleichrichter ist die Spannung $u_X(t)$ gegenüber der Eingangsspannung um einen Gleichanteil angehoben. Der Wert dieses Gleichanteils entspricht jedoch bei realen Dioden nicht der Amplitude \hat{u}_X , sondern einem kleineren Spannungshub, der im Folgenden als $u_{X,DC1}$ bezeichnet wird. Dieser Wert ist um den Spannungsverlust $u_{drop,D1}$ über der Diode D_1 geringer als \hat{u}_X :

$$u_{X,DC1} = \hat{u}_X - u_{drop,D1} \quad (3.31)$$

Die Spannung $u_{drop,D1}$ wird in der Schaltungsanalyse (speziell im Zusammenhang mit klassischen Ladungspumpen) typischerweise mit der „Schwellenspannung“ der Diode gleichgesetzt. Damit wird die Stromabhängigkeit der Diodenspannung vernachlässigt. Außerdem ist es bei Schottky-Dioden aufgrund der exponentiellen Strom-Spannungskennlinie nicht möglich, eine einheitliche Schwellenspannung zu definieren. Im Folgenden wird der Spannungshub $u_{X,DC1}$ in Abhängigkeit vom entnommenen Laststrom hergeleitet. Daraus können die Größen der Ausgangsspannung und des Ausgangswiderstandes im Modell des Gleichrichters analytisch berechnet werden. Für den Spannungsverlauf am Knoten K_X gilt:

$$u_X(t) = \hat{u}_X \sin(\omega t) + u_{X,DC1} \quad (3.32)$$

Der Verlauf ist in Abbildung 3.16 dargestellt. Wenn die Spannung $u_X(t)$ in der ersten Stufe um einen bestimmten Spannungswert u_l kleiner wird als das Groundpotenzial, beginnt die Diode D_1 zu leiten (und D_2 sperrt). Wenn es sich bei D_1 um einen Transistor handelt, ist u_l entsprechend der vereinfachten Großsignalgleichung 3.8 mit der Schwellenspannung U_{th} des Transistors gleichzusetzen. Bei der Schottky-Diode ist u_l gleich Null Volt, da diese zu leiten beginnt, sobald eine positive Spannung zwischen Anode und Kathode anliegt. Im Falle des Transistors mit Schwellenspannungskompensation gemäß Abschnitt 3.2.2 gilt $u_l = U_{th} - U_{Komp}$.

Während die Diode leitet fließt eine Ladungsmenge

$$Q_1 = \int_{t=0}^{\frac{2\pi}{\omega}} i_{D1}(t) dt, \quad (3.33)$$

auf den Koppelkondensator C_C . Diese Ladung muss sämtlichen Ladungsverlust (im Eingangskondensator C_C) während einer Periodendauer genau kompensieren, sodass die Ausgangsspannung im Mittel unverändert bleibt. Die während einer Periodendauer entnommene Ladung beträgt

$$Q_{Load} = \frac{2\pi}{\omega} I_{Load} = \frac{I_{Load}}{f}. \quad (3.34)$$

Daher gilt die Ladungsbilanz

$$Q_1 = Q_{Load} \quad (3.35)$$

$$\Leftrightarrow \int_{t=0}^{\frac{2\pi}{\omega}} i_{D1}(t) dt = \frac{2\pi}{\omega} I_{Load} \quad (3.36)$$

Die analoge Überlegung gilt für die zweite Teilstufe des Spannungsverdopplers. Wenn die Spannung $u_X(t)$ um den Spannungswert u_l größer wird als das Potenzial U_{DC} am Ausgang der Stufe, beginnt die Diode D_2 zu leiten. Analog zu Diode D_1 gilt nun die entsprechende Ladungsbilanz:

$$\int_{t=0}^{\frac{2\pi}{\omega}} i_{D2}(t) dt = \frac{2\pi}{\omega} I_{Load} \quad (3.37)$$

Aus den Formeln 3.32 und 3.37 kann der Spannungshub über den beiden Dioden in Abhängigkeit von der Spannung am Knoten K_X (bzw. der Eingangsspannung u_{in}) und dem Ausgangsstrom hergeleitet werden. Durch eine Erweiterung auf mehrere kaskadierte Gleichrichterstufen können so die Werte der Spannungsquelle $U_{out,0}$ und des Widerstands R_{out} im Modell gemäß Abbildung 3.8 berechnet werden. Im Folgenden wird diese Rechnung sowohl für den Schottky-Gleichrichter, als auch für den Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannung durchgeführt.

Ausgangsspannung und Ausgangswiderstand beim Schottky-Dioden Gleichrichter

Bei der Schottky-Diode gilt für den Zusammenhang zwischen Diodenstrom I_D und Diodenspannung U_D :

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_D}{nU_t}} - 1 \right), \quad (3.38)$$

wobei U_t die Temperaturspannung, und $n \approx 1...2$ den Idealitätsfaktor bezeichnet. Für die Temperaturspannung U_t gilt

$$U_t = \frac{kT}{e} \approx 25 \text{ mV bei Raumtemperatur.} \quad (3.39)$$

Bei der Konstante k handelt es sich um die Boltzmannkonstante, T ist die Temperatur und e bezeichnet die Elementarladung. Der Verlauf der Ströme durch die Dioden, sowie der Verlauf der Spannungen am Knoten K_X und am Ausgang ist in Abbildung 3.13 für eine Stufe dargestellt. Diode D_1 leitet während das Potenzial am Knoten K_X kleiner ist als das DC-Potenzial an ihrer Anode. In der ersten Stufe des Gleichrichters ist dieses Potenzial gleich dem Groundpotenzial. Um nun den Spannungshub $u_{X,DC1}$ dieser ersten Diode zu berechnen, wird Formel 3.38 in Formel 3.37 eingesetzt:

$$\int_{t=0}^{\frac{2\pi}{\omega}} i_{D1}(t) dt = \int_{t=0}^{\frac{2\pi}{\omega}} I_S \left(e^{\frac{-u_X(t)}{nU_t}} - 1 \right) dt = \frac{2\pi}{\omega} (I_{Load}) \quad (3.40)$$

Mit Gleichung 3.32 ist dies äquivalent zu

$$\int_{t=0}^{\frac{2\pi}{\omega}} I_S e^{\frac{-\hat{u}_X \sin(\omega t) - u_{X,DC1}}{nU_t}} dt = \frac{2\pi}{\omega} (I_{Load} + I_S) \quad (3.41)$$

$$\Leftrightarrow I_S e^{\frac{-u_{X,DC1}}{nU_T}} \int_{t=0}^{\frac{2\pi}{\omega}} e^{\frac{-\hat{u}_X \sin(\omega t)}{nU_T}} dt = \frac{2\pi}{\omega} (I_{Load} + I_S) \quad (3.42)$$

Nach Lösung des bestimmten Integrals ergibt sich der Zusammenhang zwischen \hat{u}_X , Spannungshub der Diode D_1 und entnommenem Laststrom I_{Load} :

$$I_S \left[e^{\frac{-u_{X,DC1}}{nU_T}} I_0 \left(\frac{\hat{u}_X}{nU_T} \right) - 1 \right] = I_{Load}. \quad (3.43)$$

Wenn die horizontale Diode D_2 und die vertikale Diode D_1 identisch dimensioniert werden, ist der Stromverlauf durch D_2 während der positiven Halbwelle gleich dem durch Diode D_1 während der negativen Halbwelle. Daher kann angenommen werden, dass $u_{X,DC1} = u_{X,DC2} := u_H$. Wenn N Stufen kaskadiert werden, addiert sich der Spannungshub der einzelnen Stufen zu

$$U_{out} = 2Nu_H. \quad (3.44)$$

Damit ist der Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung, Amplitude der Eingangsspannung (über Formel 3.30 enthalten in \hat{u}_X) und Laststrom I_{Load} bekannt. Er lautet:

$$I_{Load} = I_S \left[e^{\frac{-U_{out}}{2NnU_T}} I_0 \left(\frac{\hat{u}_X}{nU_T} \right) - 1 \right]. \quad (3.45)$$

$I_0(x)$ bezeichnet die veränderte Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung. Eine negative Ausgangsspannung ist physikalisch nicht sinnvoll, daher gilt für den maximalen Ausgangsstrom bei einer gegebenen Spannung \hat{u}_x bei einer verschwindenden Ausgangsspannung $U_{out} = 0$:

$$I_{Load,Max} = I_S I_0 \left(\frac{\hat{u}_x}{nU_T} \right) \quad (3.46)$$

Dieser maximale Ausgangsstrom hängt erwartungsgemäß von der Amplitude der Eingangsspannung ab. Der Zusammenhang wird über die veränderte Besselfunktion $I_0(x)$ beschrieben. Für die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Spannung \hat{u}_x und dem Laststrom I_{Load} gilt:

$$U_{out} = 2NnU_T \ln \left[\frac{I_S}{I_{Load} + I_S} I_0 \left(\frac{\hat{u}_x}{nU_T} \right) \right]. \quad (3.47)$$

Der Verlauf dieser Spannung U_{out} ist in Abbildung 3.15 für einen Gleichrichter mit fünf Stufen dargestellt. Bei einer Diodenfläche von $A = 10(\mu\text{m})^2$ gilt für den Sperrstrom $I_S = 338$ pA. Bei einem Laststrom $I_{Load} = 5\mu$ A erreicht die Ausgangsspannung U_{out} erst bei einer Diodenspannung $\hat{u}_x = 440$ mV einen Wert von 1,5 V. Abbildung 3.14 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Ausgangsstrom bei einer Diodenspannung $\hat{u}_x = 430$ mV. Über die Ableitung von 3.47 kann der Ausgangswiderstand hergeleitet werden. Es wird hier vereinfachend angenommen, dass die Eingangsspannung und damit die Spannung \hat{u}_x bei einer Erhöhung des Ausgangsstroms konstant bleibt. Bei einer infinitesimalen Erhöhung des Laststroms dI_{Load} sinkt die Ausgangsspannung um den Betrag dU_{out} . Es gilt:

$$R_{out} = -\frac{dU_{out}}{dI_{Load}} = \frac{2NnU_T}{I_{Load}} \quad (3.48)$$

Erwartungsgemäß steigt dieser differenzielle Ausgangswiderstand mit der Anzahl von Stufen. Außerdem gilt eine inverse Abhängigkeit zwischen Ausgangswiderstand und Laststrom. Bei kleinen Lastströmen verursacht eine Erhöhung der Last einen deutlich größeren Spannungsverlust als bei ohnehin großen Lastströmen. Eine Spannungsquelle mit konstantem (linearen) Innenwiderstand ist daher nicht geeignet, einen UHF Gleichrichter ausgangsseitig zu modellieren.

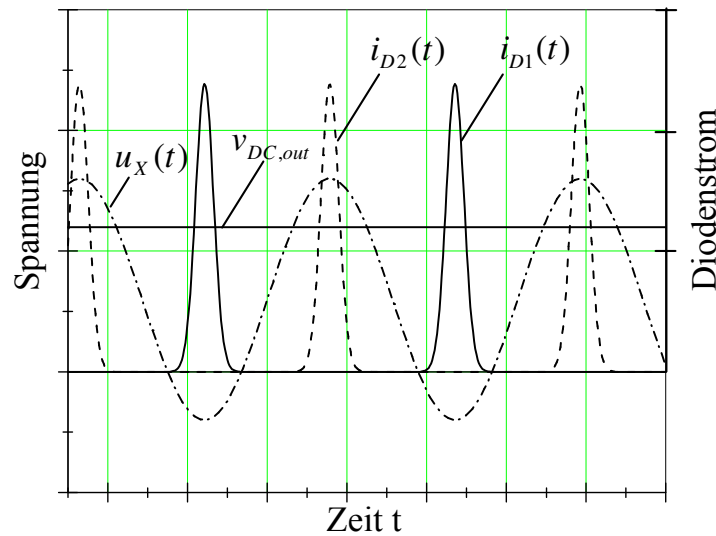


Abbildung 3.13: Darstellung des Stromfluss durch Schottky-Dioden in der Villard-Schaltung

Ausgangsspannung und Ausgangswiderstand beim Gleichrichter mit Transistoren

Um die Ausgangsspannung $U_{out,0}$ und den Ausgangswiderstand R_{out} gemäß dem Modell in Abbildung 3.8 auch für den Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannung zu berechnen, wird erneut Formel 3.37 betrachtet. Anstelle der Schottkydioden-Kennlinie wird für den Diodenstrom jedoch die Großsignalgleichung des Transistors eingesetzt. Es wird vereinfachend angenommen, dass der Transistor abwechselnd im Sperrbereich und im Bereich der starken Inversion arbeitet. Es wird angenommen, dass der Transistor im Sperrbereich keinen Strom führt. Bei der Integration von Formel 3.37 wird demnach nur der Zeitbereich $\Delta t = t_2 - t_1$ betrachtet, in dem die Spannung über dem Transistor größer ist als $U_{th} - U_{Komp}$. In diesem Bereich leitet der als Diode verschaltete Transistor. Zur Berechnung des Stroms wird die Strom-Spannungs Kennlinie des Transistors in Diodenschaltung im

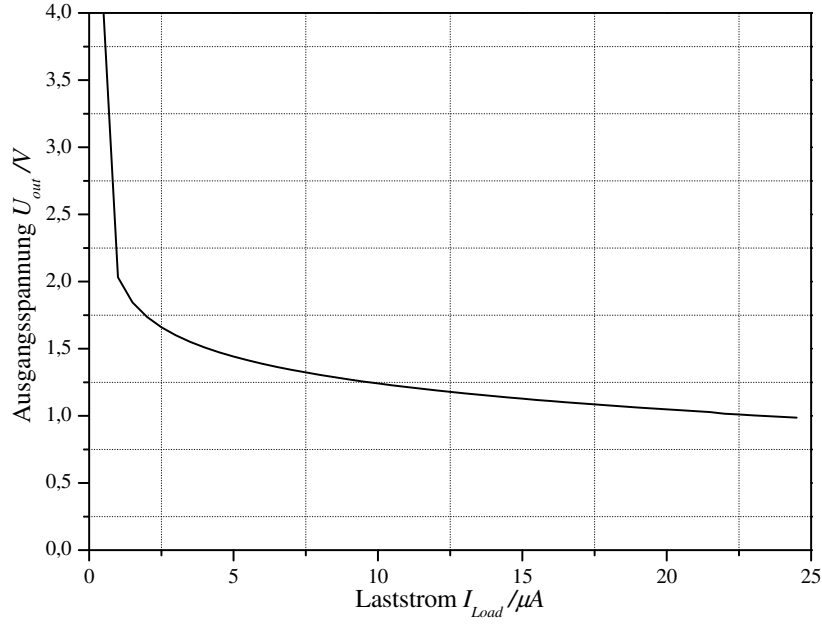


Abbildung 3.14: Berechnete Ausgangsspannung U_{out} einer Villard-Schaltung mit fünf Stufen in Abhängigkeit vom entnommenen Laststrom I_{Load} bei einer Wechselspannungsamplitude über den Dioden $\hat{u}_X = 430$ mV

Bereich der starken Inversion gemäß Abschnitt 3.2.2 verwendet. Aus Abbildung 3.16 wird deutlich, dass eine Integration über den halben Zeitbereich $\Delta t = t_2 - t'_1$ aufgrund der Symmetrie ausreichend ist. Zur Ermittlung der Integrationsgrenze wird gemäß Abbildung 3.16 der Zeitpunkt t_2 ermittelt:

$$u_X(t_2) = \hat{u}_X \sin(\omega t_2) + u_{X,DC1} = -U_{th} + U_{Komp} \quad (3.49)$$

$$\Rightarrow t_2 = \frac{1}{\omega} \arcsin \left(-\frac{u_{X,DC1} + U_{th} - U_{Komp}}{\hat{u}_X} \right) \quad (3.50)$$

Gemäß Formel 3.37 gilt mit der unteren Integrationsgrenze $t'_1 = -\frac{\pi}{2\omega}$:

$$2 \int_{t'_1}^{t_2} i(t) dt = 2 \int_{t'_1}^{t_2} i[u_{gs}(t)] dt = \frac{2\pi I_{Load}}{\omega} \quad (3.51)$$

So ergibt sich unter der vereinfachenden Annahme, dass der Transistor während der leitenden Phase in der starken Inversion arbeitet, und unter Vernachlässigung der

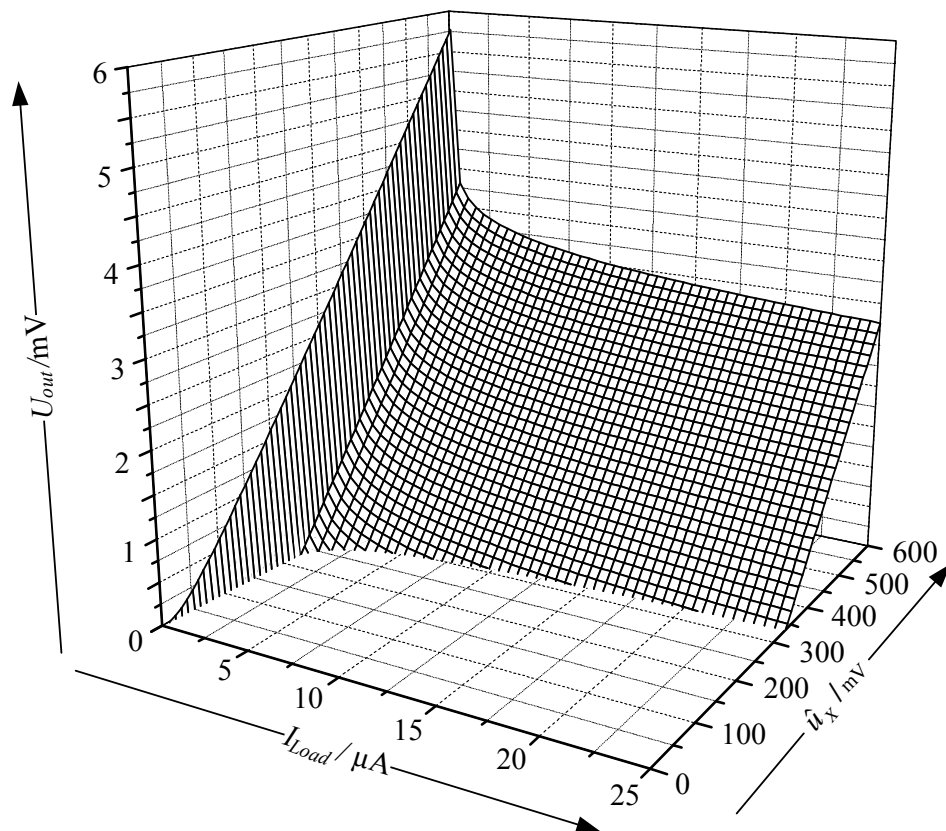


Abbildung 3.15: Berechnete Ausgangsspannung U_{out} einer Villard-Schaltung mit fünf Stufen in Abhängigkeit vom entnommenen Laststrom I_{Load} und der Wechselspannungsamplitude über den Dioden \hat{u}_X

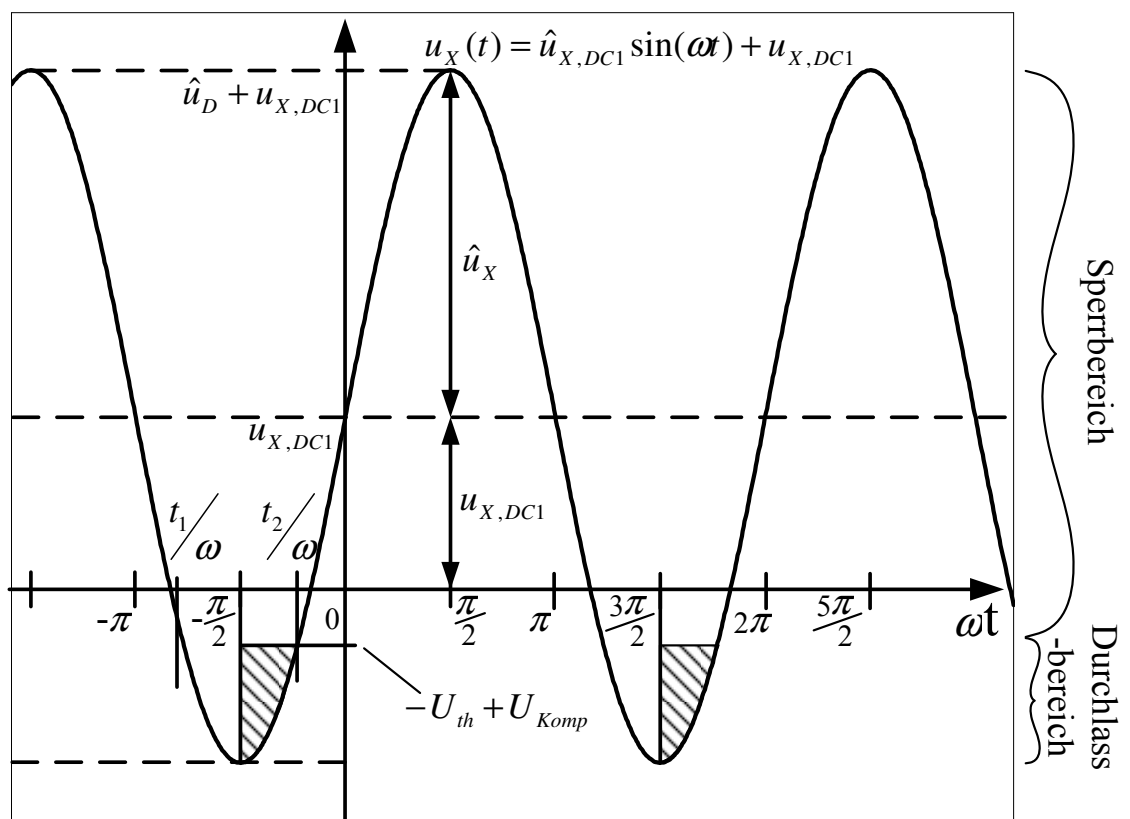


Abbildung 3.16: Verlauf der Diodenspannung \hat{u}_X , am Knoten K_X beim Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannungs

Kanallängenmodulation:

$$2 \int_{t_{1'}}^{t_2} K_N \frac{W}{L} [U_{Komp} - u_X(t) - U_{th}]^2 dt = \frac{2\pi}{\omega} I \quad (3.52)$$

$$\Rightarrow 2 \int_{t_{1'}}^{t_2} K_N \frac{W}{L} [U_{Komp} - \hat{u}_X \sin(\omega t) + u_{X,DC1} - U_{th}]^2 dt = \frac{2\pi I_{Load}}{\omega} \quad (3.53)$$

Mit

$$A_N := \frac{U_{th} - U_{Komp} + u_{X,DC1}}{\hat{u}_X} \text{ und } B_N := -\hat{u}_X^2 K_N \frac{W}{L} \quad (3.54)$$

ist dies äquivalent zu

$$2 \int_{t_{1'}}^{t_2} B_N [\sin(\omega t) + A_N]^2 dt = \frac{2\pi I_{Load}}{\omega}. \quad (3.55)$$

Nach Lösung des Integrals ergibt sich

$$\begin{aligned} B_N \left\{ \left| \left[\frac{1}{2}t - \frac{1}{4\omega} \sin(2\omega t) \right] \right|_{-\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{1}{\omega} \arcsin(-A_N)} - \left| \frac{2A_N}{\omega} \cos(\omega t) \right|_{-\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{1}{\omega} \arcsin(-A_N)} \right. \\ \left. + |A_N^2 t|_{-\frac{\pi}{2\omega}}^{\frac{1}{\omega} \arcsin(-A_N)} \right\} = \frac{2\pi I_{Load}}{\omega} \\ \Leftrightarrow B_N \left\{ \frac{1}{2\omega} \arcsin(-A_N) - \frac{1}{4\omega} \sin[2 \arcsin(-A_N)] + \frac{\pi}{4\omega} + \frac{1}{4\omega} \sin(-\pi) \right. \\ \left. - \frac{2A_N}{\omega} \cos[\arcsin(-A_N)] + 2A_N \cos\left(-\frac{\pi}{2}\right) + \frac{A_N^2}{\omega} \arcsin(-A_N) + \frac{A_N^2 \pi}{2\omega} \right\} = \frac{2\pi I_{Load}}{\omega} \end{aligned}$$

Mit

$$\sin(2 \arcsin x) = 2x\sqrt{1-x^2} \text{ und } \cos(\arcsin x) = \sqrt{1-x^2} \quad (3.56)$$

$$\text{sowie } \arcsin(-x) + \pi/2 = \arccos(x) \quad (3.57)$$

ist dies äquivalent zu:

$$\boxed{B_N \left\{ (1 + 2A_N^2) \arccos(A_N) - 3A_N \sqrt{1 - A_N^2} \right\} = 4\pi I_{Load}.} \quad (3.58)$$

Diese Gleichung beschreibt den Zusammenhang zwischen der Spannungserhöhung $u_{X,DC1}$, dem Laststrom I am Ausgang des Gleichrichters, und der Wechselspannungsamplitude \hat{u}_X über den Transistoren analytisch. Wenn die Kompensationsspannung auf den Wert der Schwellenspannung des Transistors eingestellt wird, vereinfacht sich der Wert von A zum Verhältnis zwischen Spannungshub und der Amplitude der Diodenspannung $u_{X,DC1}/\hat{u}_X$. Diese Funktion ist in Abbildung 3.17 gezeigt.

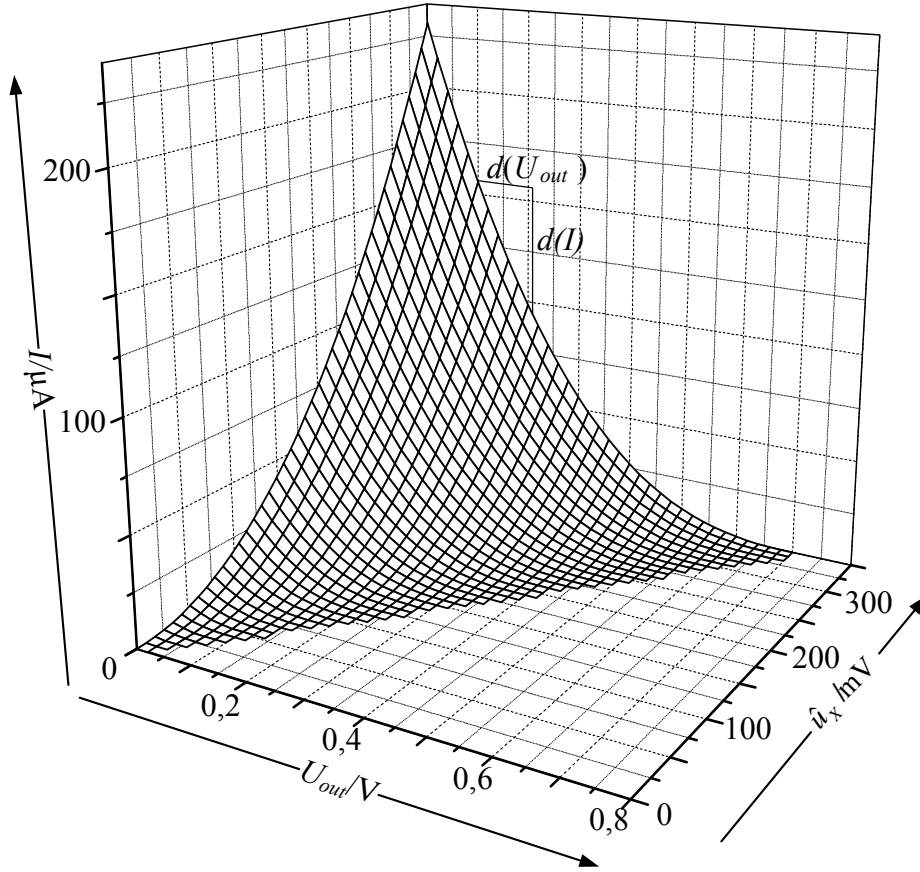


Abbildung 3.17: Zusammenhang zwischen Amplitude der Diodenspannung \hat{u}_X , Spannungshub $u_{X,DC1}$ und Laststrom I_{Load} beim Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannung

Für K_N wurde hier ein Wert von $100 \mu\text{A}/\text{V}^2$ angenommen. Aus diesem Zusammenhang können die wichtigsten Eigenschaften des Gleichrichters, wie beispielsweise der Ausgangswiderstand der Teilstufe $R_{out,i} = \frac{du_{X,DCi}}{dI}$ abgeleitet werden. Im Folgenden wird die analoge Rechnung zunächst für die zweite Teilstufe, den Spitzenwertdetektor, und für die Kaskadierung von mehreren Stufen durchgeführt. Am Source-Anschluss des horizontalen p-Kanal Transistors liegt die gleiche Spannung $u_X(t)$ wie am Source-Anschluss des vertikalen n-Kanal Transistors. Die DC Spannung am Ausgang der Stufe wird durch den Spitzenwertdetektor (die zweite Teilstufe aus dem horizontalen p-Kanal Transistor und dem Ausgangskondensator) um den Wert $u_{X,DC2}$ gegenüber dem DC Wert der Spannung $u_X(t)$ ($u_{X,DC1}$) angehoben. Für die

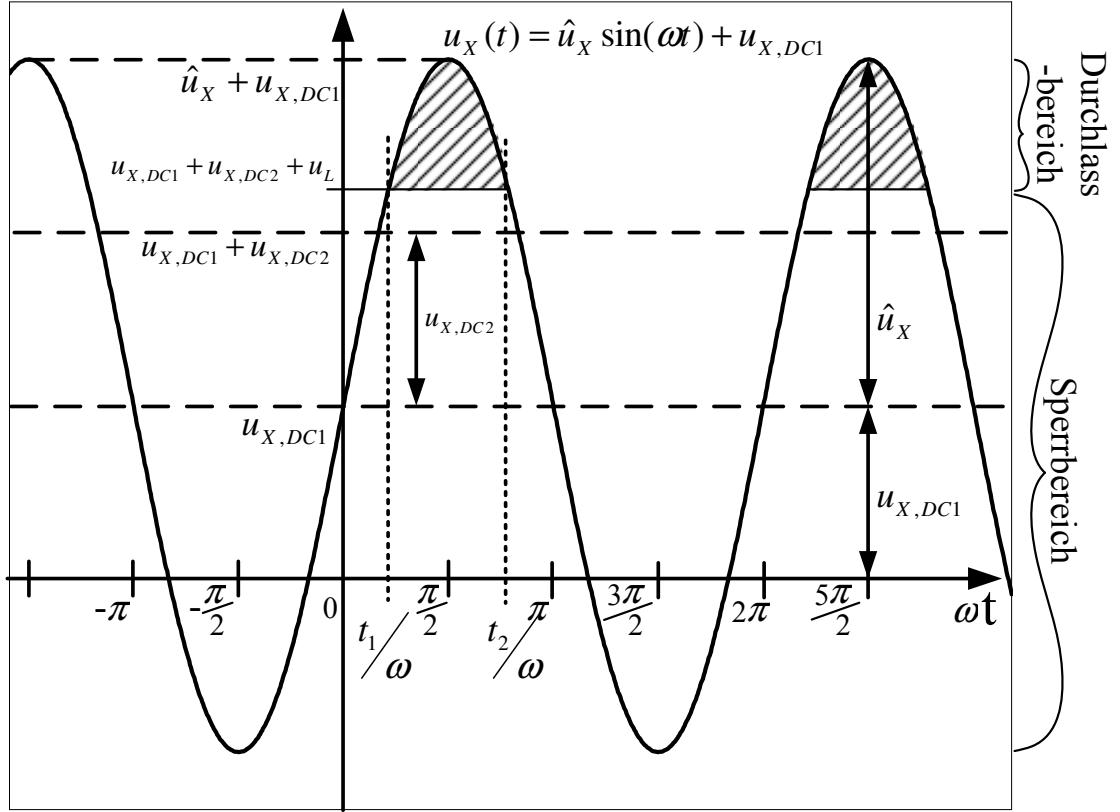


Abbildung 3.18: Verlauf der Spannung $u_X(t)$, am Knoten K_X beim Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannung. Der horizontale p-Kanal Transistor der zweiten Teilstufe leitet bei den oberen Spannungsspitzen.

Ausgangsspannung der Stufe gilt daher:

$$U_{DC} = u_{X,DC1} + u_{X,DC2} \quad (3.59)$$

Um analog zur ersten Teilstufe die Ladungsbilanz gemäß Formel 3.37 zu bilden, werden zunächst die Integrationsgrenzen gemäß Abbildung 3.18 ermittelt. Während die Spannung $u_X(t)$ um $-U_{th} - U_{Komp}$ ($U_{th} < 0$) größer ist als die Ausgangsspannung

U_{DC} kann ein Strom fließen. Für die Integrationsgrenze t_1 gilt also:

$$\hat{u}_X \sin(\omega t_1) + u_{X,DC1} = u_{X,DC1} + u_{X,DC2} - U_{th} - U_{Komp} \quad (3.60)$$

$$\rightarrow t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \left(-\frac{-u_{X,DC2} + U_{th} + U_{Komp}}{\hat{u}_X} \right) \quad (3.61)$$

$$t_2 = \frac{\pi}{2\omega} \quad (3.62)$$

Auch hier wird die Symmetrie der Kurve für die Integration genutzt. Für die Ladung, die während einer Halbwelle durch den Transistor fließt, gilt mit Formel 3.37

$$2 \int_{t_1}^{t_2} i[u_{gs}(t)] dt = \frac{2\pi I_{Load}}{\omega}, \quad (3.63)$$

wobei

$$u_{gs}(t) = u_{X,DC1} + u_{X,DC2} - U_{Komp} - u_X = u_{X,DC2} - U_{Komp} - \hat{u}_X \sin(\omega t) \quad (3.64)$$

Eingesetzt in die Großsignalgleichung ergibt sich:

$$2 \int_{t_1}^{t_2} K_P \frac{W}{L} [U_{Komp} - u_X(t) - U_{th}]^2 dt = \frac{2\pi I}{\omega} \quad (3.65)$$

$$\Rightarrow 2 \int_{t_1}^{t_2} K_P \frac{W}{L} [U_{Komp} - \hat{u}_X \sin(\omega t) + u_{X,DC1} - U_{th}]^2 dt = \frac{2\pi I_{Load}}{\omega}. \quad (3.66)$$

Mit

$$A_P := \frac{U_{th} + U_{Komp} - u_{X,DC2}}{\hat{u}_X} \text{ und } B_P := \hat{u}_X^2 K_P \frac{W}{L} \quad (3.67)$$

ist dies equivalent zu

$$2 \int_{t_1}^{t_2} B_P [\sin(\omega t) + A_P]^2 dt = \frac{2\pi I}{\omega}. \quad (3.68)$$

Nach Lösung des Integrals und Umformungen analog zur Berechnung der ersten Teilstufe gilt:

$$\boxed{B_P \left\{ (1 + 2A_P^2) \arccos(A_P) - 3A_P \sqrt{1 - A_P^2} \right\} = 4\pi I_{Load}.} \quad (3.69)$$

Diese Gleichung beschreibt den Zusammenhang zwischen dem Spannungshub $u_{X,DC2}$ der zweiten Teilstufe, dem Laststrom I_{Load} und der Amplitude der Wechselspannung über den Dioden \hat{u}_x . Bei einer typischen Dimensionierung ist der Spannungshub der Diode D1 gleich dem Spannungshub der Diode D2. Es gilt daher $u_{X,DC1} =$

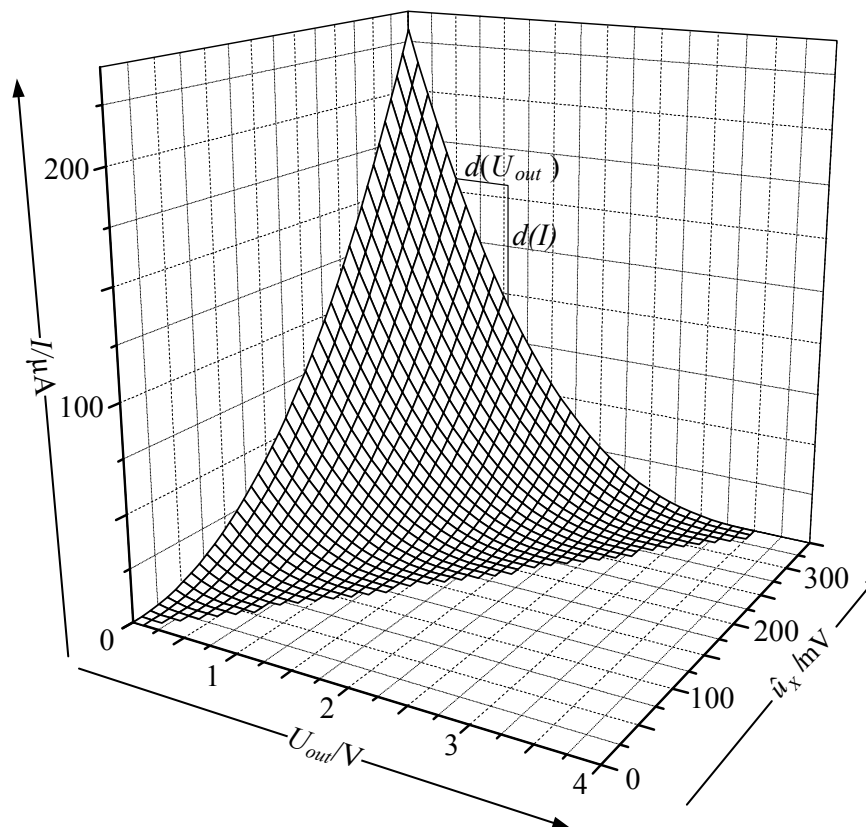


Abbildung 3.19: Zusammenhang zwischen Amplitude der Diodenspannung \hat{u}_X , Ausgangsspannung U_{out} und Laststrom I_{Load} beim 5-stufigen Gleichrichter mit Transistoren und Kompensation der Schwellenspannung

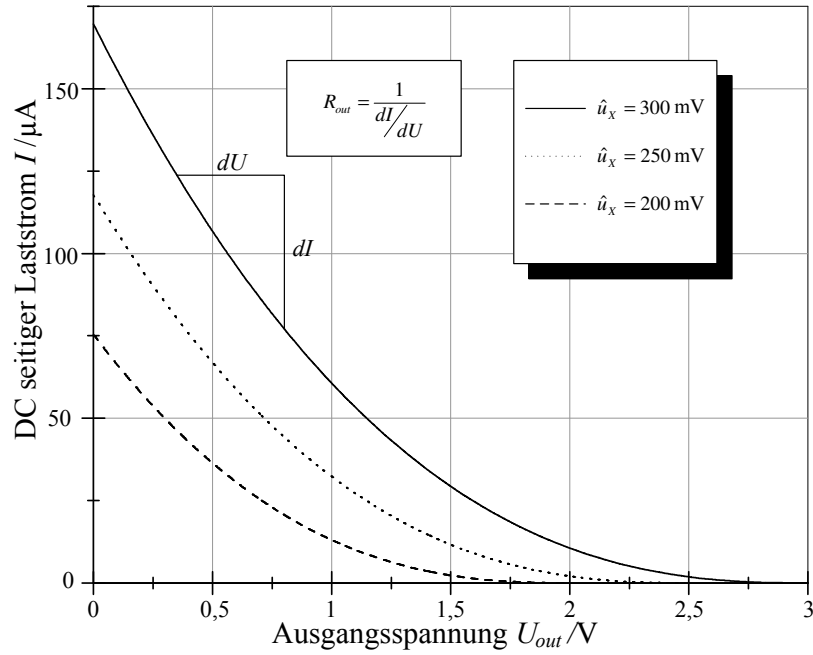


Abbildung 3.20: Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und geliefertem Ausgangsstrom für verschiedene Diodenspannungen \hat{u}_X

$u_{X,DC2} := u_H$. Bei einer Kaskadierung von N Stufen gilt für die Ausgangsspannung $U_{out} = 2Nu_H$. Der resultierende Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung U_{out} , dem Laststrom I_{Load} am Ausgang des Gleichrichters, und der Wechselspannungsamplitude \hat{u}_X über den Transistoren ist in Abbildung 3.19 dargestellt. In Abbildung 3.20 ist der Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und geliefertem Ausgangsstrom für verschiedene Diodenspannungen \hat{u}_X dargestellt. Der Kehrwert der Ableitung dieser Funktion liefert den Ausgangswiderstand R_{out} . Diese Funktion ist in Abbildung 3.21 dargestellt.

3.6 Effizienz des Gleichrichters

Die Effizienz des Gleichrichters η_R bezeichnet das Verhältnis der Ausgangsleistung des Gleichrichters P_{out} zu dessen Eingangsleistung P_{in} gemäß

$$\eta_R = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (3.70)$$

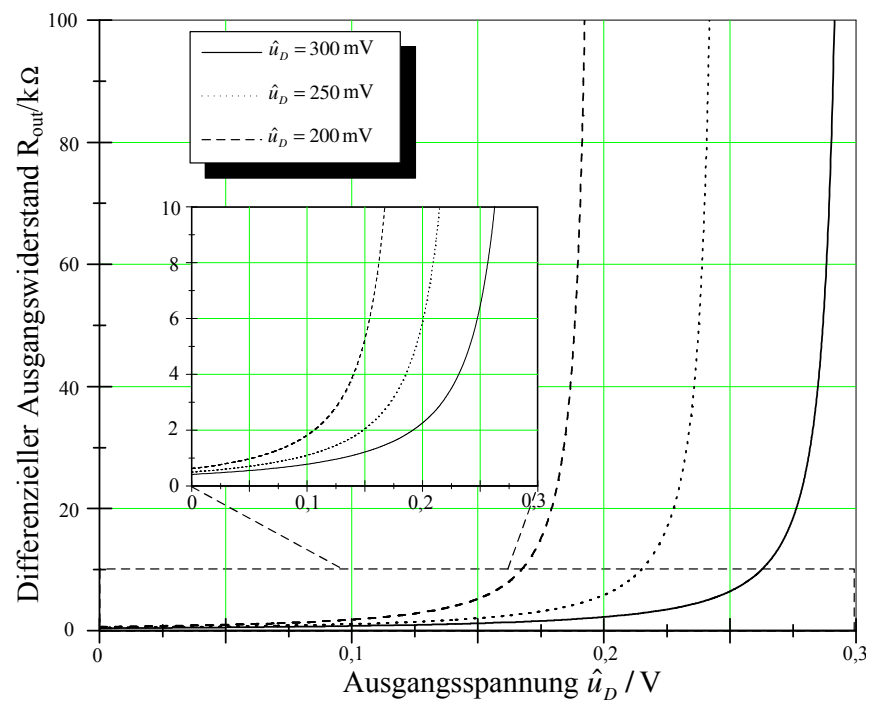


Abbildung 3.21: Ausgangswiderstand des 5-stufigen Gleichrichters

Die Gesamteffizienz η_0 bezeichnet das Verhältnis zwischen der Ausgangsleistung des Gleichrichters P_{out} zur verfügbaren Leistung P_V gemäß

$$\eta_R = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (3.71)$$

Unter der Bedingung, dass eine ideale Anpassung zwischen Antenne und Transponder-ASIC vorliegt, ist die Effizienz des Gleichrichters η_R mit der Gesamteffizienz η_0 gleichzusetzen. Die Effizienz ist nur indirekt mit der erzielbaren Reichweite verknüpft, da für die Berechnung der Reichweite auch der Wert der Spannungserhöhung berücksichtigt werden muss. Ein Gleichrichter mit nur einer einzelnen Stufe erzielt offensichtlich eine hohe Effizienz, jedoch eine geringere Sensitivität als ein mehrstufiger Gleichrichter.

Die Effizienz des Gleichrichters kann über die vorgestellten Formeln zur Berechnung der Ausgangsspannung und der Eingangsimpedanz bei gegebener Last und Eingangsspannung berechnet werden. Für die Eingangsleistung P_{in} gilt in Abhängigkeit von der Amplitude der Eingangsspannung \hat{u}_{in} und dem Eingangswiderstand R_{in} :

$$P_{in} = \frac{\hat{u}_{in}^2}{2R_{in}} \quad (3.72)$$

Für die Ausgangsleistung gilt $P_{out} = U_{out} \cdot I_{Load}$. Der resultierende Verlauf der Effizienz des Gleichrichters η_R ist in Abbildung 3.22 für die 5-stufige Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden bei einem Laststrom $I_{Load} = 10\mu A$ dargestellt.

3.7 Zusammenfassung der Berechnung des Gleichrichters

In diesem Kapitel wurde der Schaltungsblock der Gleichrichtung und Spannungserhöhung im passiven UHF Transponder modelliert. Die Elemente des linearen Ersatzschaltbildes wurden aus den Parametern der Bauelemente berechnet. Die Modellierung erfolgte sowohl für die Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden, als auch für Gleichrichter mit Transistoren und Arbeitspunkt-Einstellung zur Kompensation der Schwellenspannung. Eingangsseitig wurde der Gleichrichter mit einem Widerstand und einer Eingangskapazität modelliert. Die Werte dieser Impedanz sind vom Lastwiderstand am Ausgang und von parasitären Kapazitäten und Widerständen der

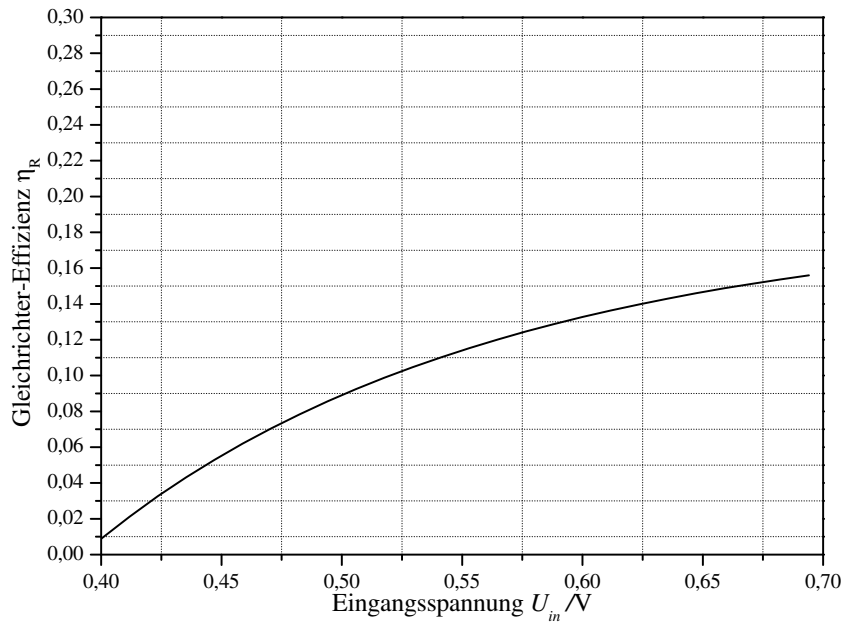


Abbildung 3.22: Verlauf der Effizienz des Gleichrichters η_R für die 5-stufige Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden bei einem Laststrom $I_{Load} = 10 \mu A$

Bauelemente abhängig. Ausgangsseitig verhält sich der Gleichrichter wie eine Spannungsquelle mit Innenwiderstand. Die Berechnung dieser Elemente erfolgte über den Ansatz der Ladungsbilanz. Der Zusammenhang zwischen Eingangsspannung, Ausgangsspannung und entnommenem Laststrom wurde für die Villard-Schaltung analytisch berechnet. Dieses Verfahren wurde im Rahmen der Arbeit außerdem auf den Gleichrichter mit Transistoren und Arbeitspunkt-Einstellung zur Kompensation der Schwellenspannung übertragen. Die Ergebnisse der theoretischen Analyse zeigen, dass die Sensitivität über den Ansatz der Kompensation der Schwellenspannung wesentlich erhöht werden kann. Daher werden im folgenden Kapitel neue Schaltungstopologien erarbeitet, welche dieses Verfahren in einem Standard-CMOS Prozess implementieren.

Kapitel 4

CMOS-Schaltungsimplementierung von effizienten Gleichrichtern

In Kapitel 2 wurde gezeigt, dass die Reichweite von passiv versorgten Systemen wesentlich durch die Sensitivität des Gleichrichters beeinflusst wird. Bei der theoretischen Analyse dieses Schaltungsblocks wurde in Kapitel 3 erläutert, dass Spannungsverluste durch die Schwellenspannung der Dioden, sowie verschiedene Kapazitäten und Substratverluste die Effizienz im UHF Frequenzbereich einschränken. Die Eigenschaften der Schaltung sind daher stark von der verwendeten Technologie abhängig. Die Reichweite des Systems kann über Entwicklungen und Optimierungen auf Bauelement- und Prozessebene wesentlich verbessert werden, beispielsweise mit optimierten Schottky-Dioden oder unter Verwendung von SOI (Silicon On Insulator) Technik [10]. Spezielle Masken erhöhen jedoch die Kosten pro Chip, daher wird im Rahmen dieser Arbeit ein Standard-CMOS-Prozess ohne zusätzliche Prozessschritte eingesetzt. Die für diese Arbeit relevanten Parameter und verfügbaren Bauelemente werden im Folgenden kurz vorgestellt. In Abschn. 4.2 werden verschiedene Schaltungstopologien entworfen und dimensioniert. Neben der herkömmlichen Villard-Schaltung und bekannten Gleichrichtern mit Schwellenspannungskompensation ([35], [37]) werden in den Abschnitten 4.2.4 und 4.2.5 zwei neue Gleichrichterschaltungen vorgestellt. Vorteil dieser Topologien ist eine hohe Sensitivität und Effizienz bei reduzierter Abhängigkeit von Schwankungen in Prozessparametern und Temperatur.

4.1 Eingesetzter 0,35 μm CMOS-Prozess

Bei der verwendeten Technologie handelt es sich um einen mixed signal Standard-CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) Prozess mit einer minimalen Gatelänge von 0,35 μm . Es existieren Optionen für nichtflüchtigen Speicher in Form von Flash oder EEPROM. Außerdem stehen unter anderem Poly-Poly Kondensatoren, hochohmige Polysilizium Widerstände und verschiedene Bauteile mit hoher Spannungsfestigkeit zur Verfügung. Für den Aufbau von UHF Gleichrichterschaltungen sind insbesondere die verfügbare Schottky-Diode und der „Natural“ NMOS Transistor mit geringerer (negativer) Schwellenspannung zu berücksichtigen.

4.2 Schaltungstopologien und Dimensionierung

4.2.1 Entwurf der Villard-Schaltung

Bei der herkömmlichen Villard-Schaltung gemäß Abschnitt 3.1 in Kapitel 3 werden zunächst geeignete Dioden und Kondensatoren ausgewählt. Die Transistoren weisen in der verwendeten Technologie eine Schwellenspannung von 600 mV bis 800 mV auf. Für die Gleichrichtung von Spannungen unter 600 mV müssen daher entweder Transistoren mit niedriger Schwellenspannung oder Schottky-Dioden verwendet werden. Bei der Verwendung von Transistoren mit niedriger Schwellenspannung ist zu beachten, dass Änderungen der Temperatur und Prozessschwankungen zu einer Variation der Schwellenspannung von ca. 200 mV führen. Bei einer negativen Schwellenspannung ist jedoch der Sperrstrom nicht mehr vernachlässigbar. In diesem Fall fließt während der negativen Halbwelle Ladung vom Ausgangskondensator und die Ausgangsspannung sinkt. Demnach sind Schottky-Dioden in der gegebenen Technologie für den Einsatz in der herkömmlichen Villard-Schaltung vorzuziehen.

Beim Entwurf auf Schaltungsebene können nun die Diodenflächen, die Kondensatorgrößen und die Anzahl der Stufen optimiert werden. Es handelt sich also um ein Optimierungsproblem in einem dreidimensionalen Parameterraum. Ziel der Optimierung ist die Maximierung der Reichweite des Transpondersystems. Gemäß Kapitel 2 ist dieses Problem auf Schaltungsebene analog zur **Minimierung der benötigten verfügbaren Leistung P_V , die bei gegebenem Laststrom I_{Load} mindestens eine vorgegebene Ausgangsspannung U_{out} erzeugt**. Diese Anforderung muss

über die gesamte Bandbreite der verwendeten Eingangsfrequenzen erfüllt sein. Daher gilt die Bedingung, dass die Eingangskapazität des Gleichrichters einen Maximalwert nicht überschreiten darf. Aus der theoretischen Analyse des Gleichrichters gemäß Kapitel 3 können zunächst folgende Zusammenhänge qualitativ zusammengefasst werden:

- Eine Erhöhung der Anzahl von Stufen führt zu einer größeren Spannungserhöhung zwischen der Wechsellspannung am Eingang des Gleichrichters und der Gleichspannung am Ausgang. Gleichzeitig führen zusätzliche Stufen zu einer Senkung des Eingangswiderstands und zu einer Erhöhung der Eingangskapazität. Die Leistungseffizienz sinkt mit einer steigenden Anzahl von Stufen.
- Eine Vergrößerung der Diodenfläche führt bei gleichem Laststrom zu einem geringeren Spannungsabfall über der Diode. Der Spannungsverlust über der Diode verhält sich gemäß Formel 3.38 logarithmisch zur Diodenfläche. Die Substrat- und Sperrschicht-Kapazitäten verhalten sich etwa proportional zur Diodenfläche. Die erhöhte Kapazität an den Wechsellspannungsknoten der Schaltung führt zu einer erhöhten Eingangskapazität und außerdem zu einem kleineren Eingangswiderstand $R_{in,p}$. Außerdem sinkt aufgrund des Spannungsteilers aus dem Eingangskondensator und parasitärer Kapazität die Wechsellspannungsamplitude über den Dioden.
- Wenn die Kondensatoren vergrößert werden, verringert sich die Welligkeit der Ausgangsspannung. Außerdem gilt, dass größere Koppelkondensatoren am Eingang aufgrund des Spannungsteilers zwischen Koppelkondensator und verschiedenen parasitären Kapazitäten die Wechsellspannungsamplitude über den Dioden erhöhen. Hier ist jedoch zu berücksichtigen, dass die Substratkapazität und der Substratwiderstand der unteren Platte ebenfalls parasitäre Kapazitäten gegenüber dem Substrat aufweisen und daher den Eingangswiderstand senken und die Eingangskapazität erhöhen. Der DC-seitige Ausgangskondensator der letzten Stufe glättet die Ausgangsspannung und stellt bei Stromspitzen (z.B. während Schaltvorgängen) kurzfristig Ladung bereit. Die Größe dieses Kondensators wird ausschließlich durch die benötigte Chipfläche und die Ladezeit des Transponders beschränkt.

4.2.2 Kompensation der Schwellenspannung mit geschalteten Kondensatoren

Abbildung 4.1 zeigt eine Schaltung mit Kompensation der Schwellenspannung über geschaltete Kondensatoren gemäß [35]. Die beiden Transistoren M_1 und M_2 bilden hier die Transistoren zur Gleichrichtung. Es wird zunächst angenommen, dass eine Spannungsquelle U_{Uth} vorliegt, welche den Wert einer Schwellenspannung gegenüber Groundpotenzial liefert. Des weiteren wird angenommen, dass ein periodisches digitales Taktsignal mit hoher Amplitude und Flankensteilheit verfügbar ist, so dass die Schalter zunächst vereinfacht als ideal angenommen werden können. Während der einen Taktphase wird nun der Kondensator C_1 über die Schalter S1 und S2 mit der Spannungsquelle U_{Uth} kurzgeschlossen, so dass er auf den Wert einer Schwellenspannung aufgeladen wird. Während der anderen Taktphase bilden die Schalter S1 und S2 einen idealen Leerlauf und die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 werden über die Schalter S3 und S4 miteinander kurzgeschlossen. Damit wird die Spannung auf dem Kondensator C_2 nach einigen Zyklen an die Schwellenspannung angeglichen. Die Gate-Source-Spannung des Transistors M_2 ist dadurch unabhängig von der Amplitude der Eingangsspannung und dem DC-Potenzial der Gleichrichterstufe auf U_{th} eingestellt. Es ist zu beachten, dass der Knoten K_X in der Gleichrichterstufe N ein Wechsellspannungspotenzial

$$u_X(t) = \hat{u}_X(\sin(\omega t) + 2N - 1) \quad (4.1)$$

trägt. Das Potenzial auf dem Kondensator K2 liegt bei

$$u_{G2}(t) = \hat{u}_X(\sin(\omega t) + 2N - 1) + U_{th}. \quad (4.2)$$

Damit stellt auch das Kompensationspotenzial am Gate von M_2 eine Wechsellspannung gegenüber Groundpotenzial dar. Für die Spannung am Knoten $U_{DC,low}$ der Stufe N gilt im Gegensatz dazu:

$$U_{DC,low} = \hat{u}_X(2N - 2). \quad (4.3)$$

Für die Kompensationsspannung am Gate von M_1 gilt daher nach analoger Überlegung

$$u_{G1} = \hat{u}_X(2N - 2) + U_{th}. \quad (4.4)$$

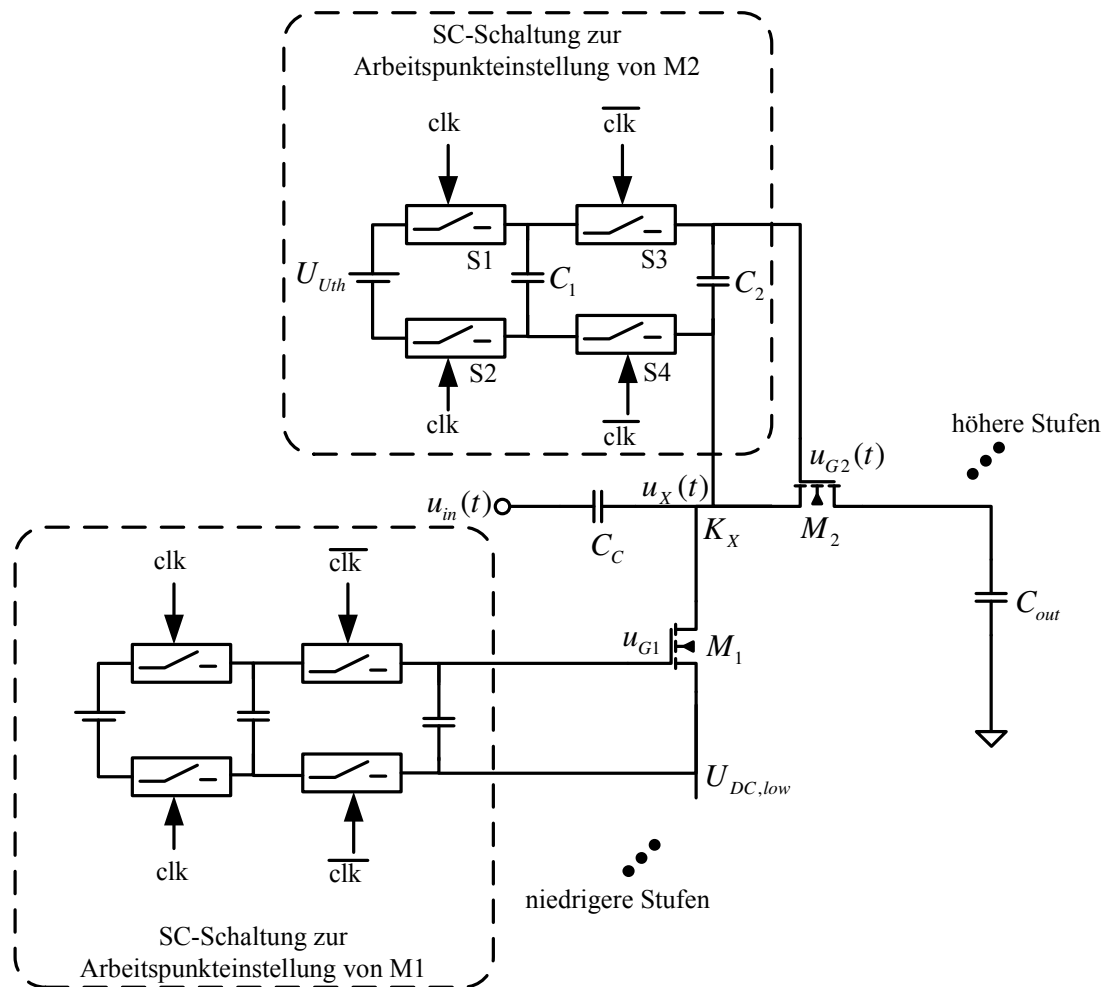


Abbildung 4.1: Kompensation der Schwellenspannung von Transistoren über einen Ansatz mit geschalteten Kondensatoren gemäß [35]

Hierbei handelt es sich offensichtlich um ein DC-Potenzial. Bei der Implementierung der Schaltung gemäß Abbildung 4.1 ergeben sich folgende Nachteile gegenüber der idealisierten Betrachtung:

- Es muss zunächst eine Spannung U_{Uth} bereitgestellt werden. Die Spannung kann beispielsweise aus einer Mikrobatterie entnommen werden, da kein Laststrom entnommen wird. In diesem Fall handelt es sich weiterhin um ein passives Transpondersystem, da die Batterie ausschließlich zur Arbeitspunkteinstellung verwendet wird, und keine Leistung für den Betrieb des Transponder liefert. Die Schwellenspannung der Transistoren ist jedoch während der Designphase nicht bekannt und schwankt in Abhängigkeit von Temperatur und Prozesstoleranzen um ca. 200 mV. Außerdem ist die Schwellenspannung der NMOS Transistoren aufgrund des Bulk Effekts abhängig vom aktuellen DC-Potenzial der jeweiligen Stufe
- Das Taktsignal zur Ansteuerung der Schalter muss zunächst erzeugt werden. Hierfür muss ein einfacher Oszillator verwendet werden. Bevor die Ausgangsspannung des Gleichrichters aufgebaut wurde, ist jedoch keine Versorgungsspannung für diesen Oszillator verfügbar.
- Reale Schalter weisen einen Widerstand im offenen und Leckströme im geschlossenen Zustand auf. Gemäß [11] muss das Taktsignal zur Ansteuerung der Schalter mindestens einen high Pegel von $2U_{th}$ aufweisen, um einen Betrieb von Transmission Gates zu ermöglichen. Ohne ideale Schalter ergibt sich ein Fehler in der Kompensationsspannung.
- Die Schalter zur Kompensation der horizontalen Stufe und die untere Platte des Kondensators C_2 weisen eine ungewünschte Kapazität gegenüber Groundpotenzial auf. Damit erhöht sich die Kapazität des Knotens K_X gegenüber DC-Potenzial. gemäß der Analyse in Kapitel 3 sinkt damit die Effizienz der Gleichrichtung.

Im Rahmen der folgenden Abschnitte werden daher alternative Schaltungstopologien zur Gleichrichtung mit Schwellenspannungs-Kompensation erarbeitet.

4.2.3 „Bootstrap“-Verfahren zum Erzeugen der Kompensationsspannung

Die Kompensationsspannung kann in einem Bootstrap-Verfahren aus der Ausgangsspannung des Gleichrichters selbst gewonnen werden [37]. Wenn gemäß Abbildung 4.2.3 im horizontalen Zweig ein P-Kanal Transistor und im vertikalen Zweig ein N-Kanal Transistor verwendet werden, handelt es sich bei den Kompensationsspannungen um Gleichspannungen. Die Replikation der Schwellenspannung erfolgt entsprechend Abschnitt 3.2.2 über Spannungsteiler aus einem hochohmigen Widerstand R und einem Transistor M_C . Der Wert der Widerstände und die Maße des Transistors M_C werden über numerische Simulation so eingestellt, dass die Kompensationsspannung genau der Schwellenspannung entspricht. Der Bulk Effekt hat hier keinen Einfluss auf die Genauigkeit der Kompensation, da die Transistoren $M_{C,N}$ und $M_{C,P}$ in jeder Stufe separat dimensioniert werden können. Im Layout werden Matching-Techniken angewendet, so dass sich Prozessschwankungen auf die Transistoren $M_{C,N}$ und M_N bzw. $M_{C,P}$ und M_P gleichermaßen auswirken. Damit werden die wesentlichen Nachteile der Implementierung gemäß Abschnitt 4.2.2 vermieden.

Die Schaltung erfordert jedoch die Verwendung von Transistoren mit kleiner bis mittlerer Schwellenspannung. Außerdem muss der Stromverbrauch der Lastschaltungen während der Startup-Phase so gering sein, dass die Ausgangsspannung des Gleichrichters auch ohne Kompensation aufgebaut werden kann. Aufgrund der Rückkopplung zwischen Ausgangsspannung und Kompensation weist die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung eine Hysterese auf. Wenn die Eingangsleistung von einem sehr geringen Wert erhöht wird, sind die Schwellenspannungen der Transistoren M_P und M_N zunächst nicht kompensiert, da die Ausgangsspannung anfangs auf Groundpotenzial liegt. Ab einer gewissen Eingangsleistung ist die Ausgangsspannung dennoch so groß, dass die Kompensationsspannungen die erfordernten Werte annehmen. Mit Kompensation der Schwellenspannung ist die Ausgangsspannung deutlich größer als ohne Kompensation. Bei Verwendung von Transistoren mit hoher Schwellenspannung wird das benötigte Potenzial am Gate-Anschluss des horizontalen P-Kanal Transistors M_P in den unteren Stufen des Gleichrichters negativ. In ähnlicher Weise wird für den vertikalen N-Kanal Transistor M_N in den oberen Stufen des Gleichrichters eine Kompensationsspannung benötigt, die größer ist als die Ausgangsspannung des Gleichrichters. Diese Problematik wird

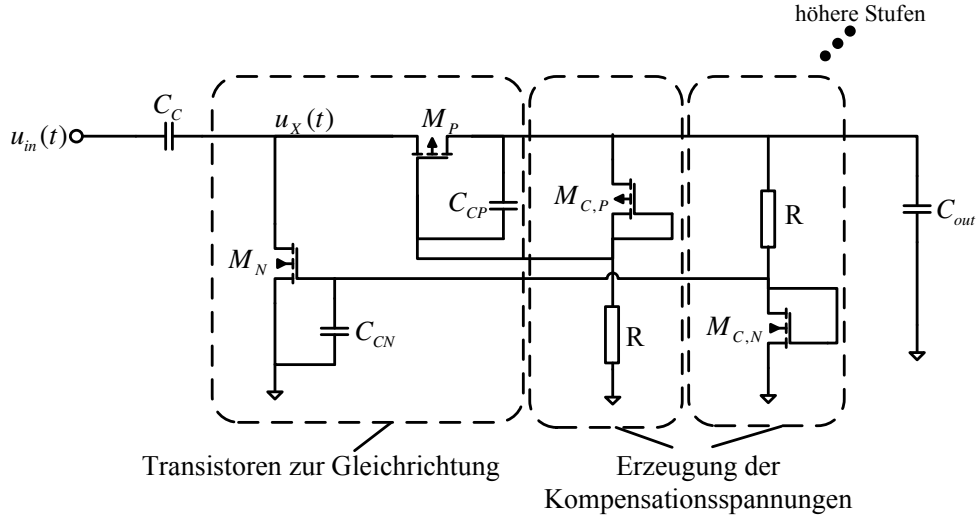


Abbildung 4.2: Kompensation der Schwellenspannung von Transistoren über ein Bootstrap Verfahren gemäß [37]

in Abschnitt 4.2.4 beschrieben.

4.2.4 Kompensation der Schwellenspannung mit einem zweiten Gleichrichter

Das Startup-Problem der Topologie aus Abschnitt 4.2.3 kann gelöst werden, wenn die Kompensationsspannung nicht aus der Ausgangsspannung, sondern aus einem zweiten Gleichrichter GR2 gewonnen wird. Der zweite Gleichrichter liegt Eingangsseitig parallel zum ersten, wird jedoch unterschiedlich dimensioniert und nicht wesentlich belastet. Dieser Ansatz ermöglicht eine Trennung zwischen Spannungserzeugung für die U_{th} -Kompensation und Leistungsumwandlung für die Energieversorgung des Transponders. Die Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung erfolgt für jeden Transistor des Hauptgleichrichters mit einem Spannungsteiler gemäß Abschnitt 3.2.2 in Kapitel 3. In Kapitel 3 wurde der Ausgangswiderstand der Villard-Schaltung berechnet. Demnach kann auch bei geringer Eingangsleitung eine hohe Ausgangsspannung erzeugt werden, wenn der Laststrom stark reduziert wird. Aufgrund der nichtlinearen Stromabhängigkeit des Ausgangswiderstandes gemäß der Analyse in Kapitel 3 gilt weiterhin, dass eine Senkung des Laststroms gerade bei einem sehr kleinen Laststrom einen großen Spannungsgewinn verursacht. Die Ver-

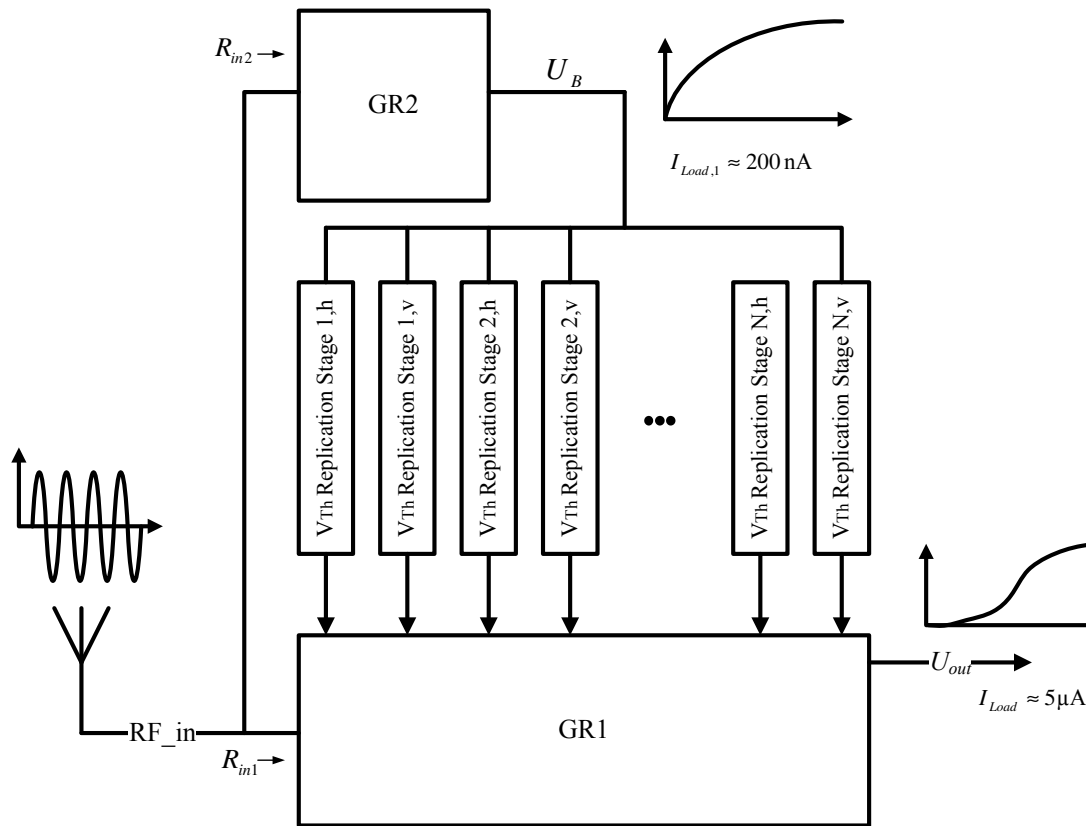


Abbildung 4.3: Erzeugung der U_{th} -Kompensations-Spannung mit einem parallel geschalteten, unbelasteten Gleichrichter

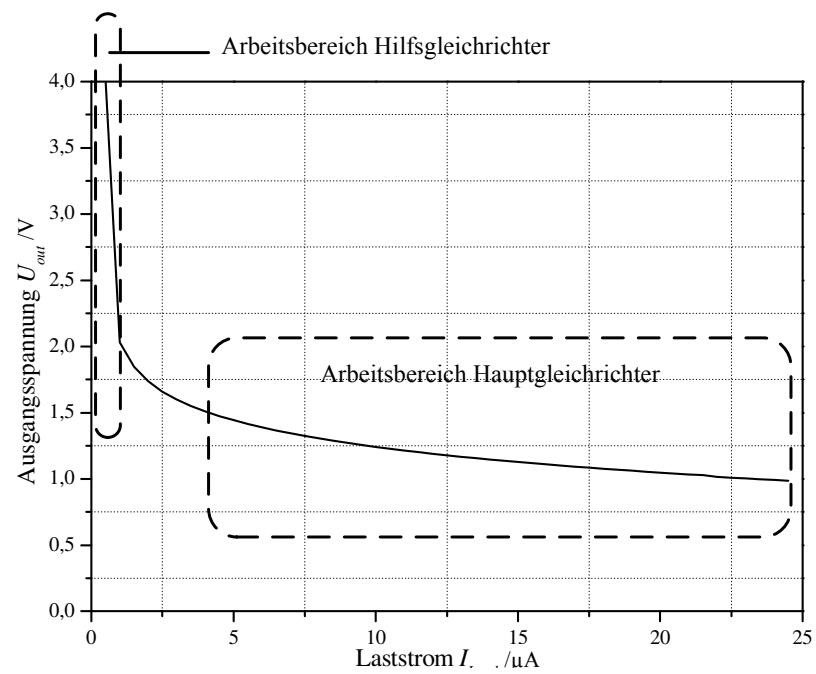


Abbildung 4.4: Qualitative Darstellung der Arbeitsbereiche von Hilfsgleichrichter und Hauptgleichrichter

wendung eines zweiten Gleichrichters zur U_{th} Kompensation erweist sich also insbesondere dann als effektiv, wenn der Laststrom für die Kompensationsschaltung um mindestens eine Größenordnung geringer ist als der Laststrom des ersten Gleichrichters (siehe Abbildung 4.4). Wenn zwei Gleichrichter in einer Parallelschaltung eingesetzt werden, gilt für die Eingangsimpedanz:

$$Z_{in} = R_{in1} \parallel R_{in2} \parallel (C_{in1} + C_{in2}) \quad (4.5)$$

Diese Widerstände und Kapazitäten berechnen sich jeweils gemäß Kapitel 3, Abschnitt 3.4 aus den Dimensionierungen der beiden Gleichrichter. Bei der Schaltungsimplementierung ergeben sich die folgenden wesentlichen Ziele:

- Der zweite Gleichrichter GR2 darf nicht belastet werden. Der Spannungsteiler zur Erzeugung der Kompensationsspannung muss so dimensioniert und verschaltet werden, dass der Laststrom von GR2 um eine Größenordnung kleiner ist als der Laststrom des Hauptgleichrichters GR1.
- Die Transistoren müssen gemäß Kapitel 3, Abschnitt 3.2.2 jeweils mit genau einer Schwellenspannung kompensiert werden. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass sich die Schwellenspannungen in den unterschiedlichen Stufen des Gleichrichters aufgrund des Body-Effekts unterscheiden können. Wenn die Kompensationsspannung U_{Komp} kleiner ist als die Schwellenspannung, sinkt die Ausgangsspannung des Gleichrichters. Ein zu großer Wert der Kompensationsspannung führt zu einer vollständigen Fehlfunktion der Transistoren, da der Kanal in diesem Fall unabhängig von der Eingangsspannung immer geöffnet ist.
- GR2 wirkt sich gemäß Formel 4.5 nachteilig auf die Eingangsimpedanz aus. Bei einem sehr niedrigen Stromverbrauch am Ausgang dieses zweiten Gleichrichters kann ausgehend von Formel 3.13 zunächst vereinfachend angenommen werden, dass $R_{in,2} \approx \infty$. Die Eingangskapazität $C_{in,2}$ kann jedoch nicht vernachlässigt werden und verringert über die erhöhte Eingangskapazität die Bandbreite des Systems. Demnach gilt beim Entwurf von GR2 die Randbedingung, dass $C_{in,2}$ begrenzt ist.
- Der zweite Gleichrichter ist so zu optimieren, dass der Wert der Spannungserhöhung bei niedriger Last maximiert wird. Im Gegensatz zu GR1 können hier

ein hoher Ausgangswiderstand und eine geringe Leistungseffizienz in Kauf genommen werden. GR2 stellt eine reine (hochohmige) Spannungsquelle dar.

Abbildung 4.5 zeigt eine Schaltungsimplementierung. Bei den unteren Stufen des Hauptgleichrichters (GR1) werden für die horizontalen Zweige unkompensierte Dioden eingesetzt, da für die Kompensation eine negative Spannung benötigt würde. Die Kompensationsspannung der P-Kanal Diode in der ersten Stufe müsste

$$U_{C,P,1} = \frac{2}{10}U_{DC,out} - U_{th,P,1}. \quad (4.6)$$

betragen. bei einer Ausgangsspannung von $U_{out} = 1,6V$ und einer Schwellenspannung von $U_{th,P,1} = 700 \text{ mV}$ ergibt sich ein Wert von -380 mV . Die Kompensationsspannungen für die P-Kanal Transistoren in den oberen horizontalen Zweigen werden gemäß dem Bootstrap-Verfahren aus dem DC-seitigen Ausgang der jeweiligen Stufe gewonnen. Nur die Kompensationsspannungen für die vertikalen (N-Kanal) Transistoren werden aus dem zweiten Gleichrichter gewonnen, da diese Spannungen während des Startup beim herkömmlichen Bootstrap-Ansatz gemäß 4.2.3 nicht ausreichend hoch sind. So wird die Stromlast am Ausgang des zweiten Gleichrichters (GR2) reduziert. Die Spannungsteiler zum Erzeugen dieser Kompensationsspannung werden auch nicht alle an den Ausgang von GR2 angeschlossen, sondern gemäß Abbildung 4.5 an mittlere Stufen. Auf diese Weise kann die Stromlast für die darüber liegenden Stufen weiter reduziert werden. Die Spannungsteiler zum Erzeugen der Kompensationsspannungen für höhere Stufen sind nicht auf Groundpotenzial geschaltet, sondern auf unterschiedliche, höhere DC-Potenziale. So kann die Spannung über den Widerständen stark reduziert werden. Der Stromverbrauch kann daher auch bei kleineren Widerständen begrenzt werden. Es ist zu berücksichtigen, dass die Widerstände einen wesentlichen Anteil am Platzbedarf der Schaltung darstellen. Wie oben erwähnt wird GR2 für eine große Ausgangsspannung auf Kosten einer geringen Leistungseffizienz ausgelegt. Die Ausgangsspannung von GR2 muss hoch genug sein, um die Schwellenspannung des vertikalen (N-Kanal) Transistors der obersten Stufe vollständig zu kompensieren. Die benötigte Kompensationsspannung am Gateanschluss dieses Transistors (in der Stufe $N = 5$) beträgt unter Annahme eines konstanten Spannungshubs über alle Dioden

$$U_{C,N,5} = \frac{8}{10}U_{out} + U_{th,N,5}. \quad (4.7)$$

Bei einer Ausgangsspannung von $U_{DC,out} = 1,6V$ und einer Schwellenspannung von $U_{th,N,5} = 900 \text{ mV}$ unter Berücksichtigung des Bulk Effekts ergibt sich eine minimal

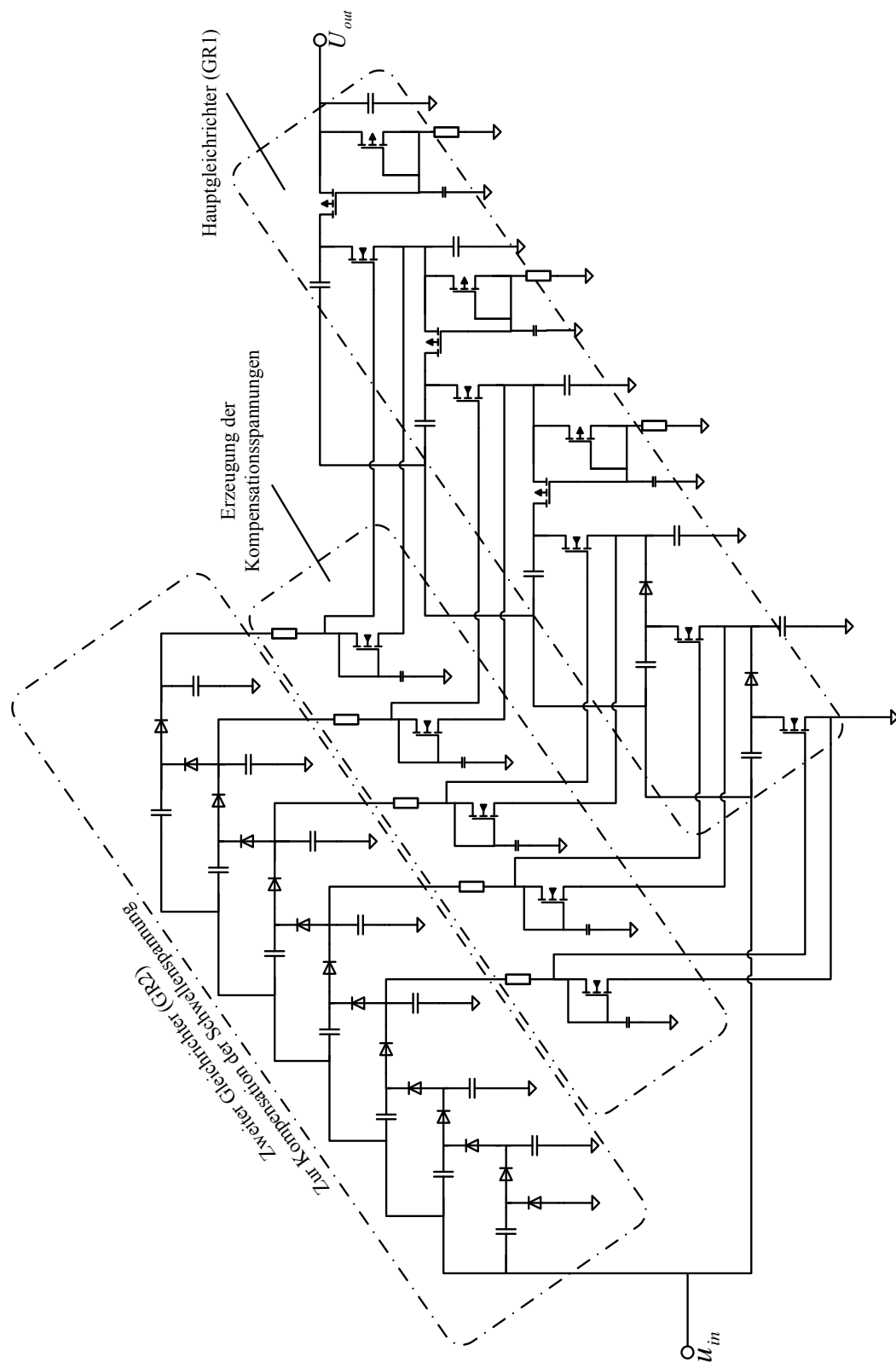


Abbildung 4.5: Schaltungsimplementierung eines fünfstufigen Gleichrichters mit parallel geschaltetem Gleichrichter zur Erzeugung der Kompensationsspannung

benötigte Kompensationsspannung $U_{C,N,5} = 2,18V$. Diese hohe Spannung muss über GR2 (ohne Schwellenspannungskompensation) schon bei geringer Amplitude des Eingangssignals generiert werden. Diese Erzeugung der hohen Kompensationsspannung stellt den Flaschenhals für die Sensitivität des gesamten Gleichrichters dar.

Die Optimierung der Schaltung (gemäß Kapitel 3 und mit Hilfe numerischer Simulation) ergibt erwartungsgemäß eine höhere Anzahl von Stufen im zweiten Gleichrichter, da dieser als hochohmige Spannungsquelle mit geringer Last und geringer Effizienz dient. Gemäß Formel 3.47 führt eine große Anzahl von Stufen zu einer großen Ausgangsspannung im Leerlauf, einem großen Ausgangswiderstand und einer geringen Effizienz. Die Diodenflächen und Kondensatorgrößen in GR2 werden so gewählt, dass die maximale Eingangskapazität nicht überschritten wird. Aufgrund der geringen Last ist der Spannungsabfall auch über kleinen Dioden relativ gering. Bei kleiner Diodenfläche ist auch die ungewünschte Kapazität gegenüber Groundpotenzial gering, und die Koppelkondensatoren von GR2 können ohne große Spannungseinbußen klein gewählt werden.

4.2.5 Gleichrichter mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung

Die Mehrheit der Schaltungsblöcke im Transponder verbrauchen vor dem Einschalten des POR Signals gemäß Kapitel 3 geringen oder keinen Laststrom. Ein korrektes Einschwingen ist daher auch bei Bootstrap Verfahren zur Kompensation der Schwellenspannung gemäß Abschnitt 4.2.3 erreichbar, wenn die Amplitude der Eingangsspannung größer ist als die Schwellenspannung der Transistoren. Bei der Implementierung gemäß Abbildung 4.2.3 besteht weiterhin das Problem, dass zur Kompensation des vertikalen Transistors unter Umständen eine Spannung benötigt wird, die höher ist als die Ausgangsspannung der Stufe. Die Start-up Problematik und die fehlende Kompensation in vertikalen Zweigen wird bei der Schaltung gemäß Abschnitt 4.2.4 zwar umgangen, jedoch weist diese Architektur durch die Verdopplung des Gleichrichters eine gewisse Redundanz auf. Die große Anzahl von Eingangskondensatoren und Dioden hat zwangsläufig eine Senkung der Eingangsimpedanz und eine Erhöhung der Eingangskapazität zur Folge.

Abbildungen 4.6 und 4.7 zeigen eine Schaltungsimplementierung ohne zweiten Gleich-

richter. Die Startup-Problematik der Schaltung aus Abschnitt 4.2.3 wird hier dadurch gelöst, dass unkompensierte Dioden mit relativ niedriger Schwellenspannung parallel zu den vertikalen Transistoren mit Kompensation der Schwellenspannung geschaltet werden. Unter der Annahme, dass der Stromverbrauch der Transponder-Schaltungen während der Startup-Phase sehr gering ist, erzeugen diese Dioden auch ohne Kompensation einen ausreichenden Spannungshub. Die Kompensation der vertikalen Transistoren in den oberen Stufen erfordert gemäß Formel 4.7 eine minimale Spannung von 2,18V (bei einer Ausgangsspannung von 1,6V). Um diese Spannung zu erzeugen, werden zwei zusätzliche, unbelastete Stufen über dem Ausgang des Gleichrichters kaskadiert. Die Implementierung der Schaltung erfordert gemäß Abbildung 4.6 unterschiedliche Schaltungstopologien in den einzelnen Stufen des Gleichrichters. In den unteren Stufen muss im horizontalen Zweig eine unkompensierte Diode verwendet werden, da die Kompensationsspannung für einen P-Kanal Transistor gemäß Gleichung 4.6 negative Werte annimmt. Im vertikalen Zweig wird ein kompensierter P-Kanal Transistor mit einer parallel geschalteten Diode für den Start-up der Schaltung eingesetzt. In den mittleren Stufen des Gleichrichters werden sowohl im horizontalen, als auch im vertikalen Zweig des Gleichrichters Transistoren mit Kompensation der Schwellenspannung eingesetzt. Für den vertikalen Zweig wird außerdem eine Start-up Diode verwendet. Die obersten Stufen des Gleichrichters sind wie oben erläutert unbelastet. Sie dienen nur der Erzeugung einer hohen Spannung zur Kompensation der vertikalen N-Kanal Transistoren in den mittleren Stufen. Die vertikalen Zweige dieser oberen Stufen können nicht kompensiert werden. Diese Gleichrichter-Topologie bietet die Vorteile der Struktur gemäß Abschnitt 4.2.4 bei geringerer Eingangskapazität. Die Anzahl der Eingangskondensatoren und Dioden wird bei einem fünf-stufigen Hauptgleichrichter jeweils um sieben reduziert.

4.3 Layout

Das Layout des Gleichrichters erfolgt mit dem Ziel der Reduzierung von parasitären Widerständen und Kapazitäten. Abbildung 4.8 zeigt eine schematische Darstellung eines Layouts der Villard-Schaltung. Die Hälfte der Kondensatoren und jeweils eine Elektrode der Dioden liegen auf DC-Potenzial. Die Kapazität dieser Knoten untereinander und gegenüber dem Substrat hat gemäß Abschnitt 3.4.2 keinen negativen Einfluss auf die Effizienz des Gleichrichters. In Abbildung 4.8 ist außerdem der Be-

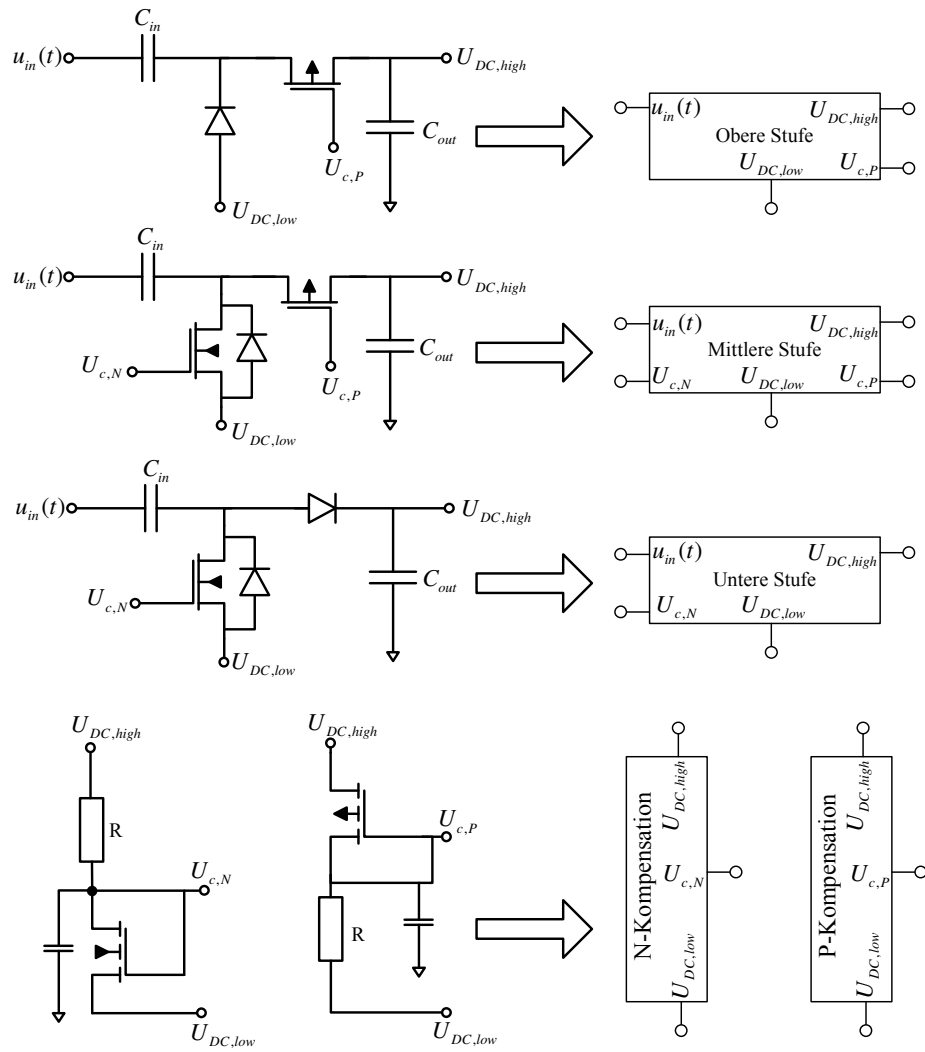


Abbildung 4.6: Implementierung der Stufen im Gleichrichter mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung

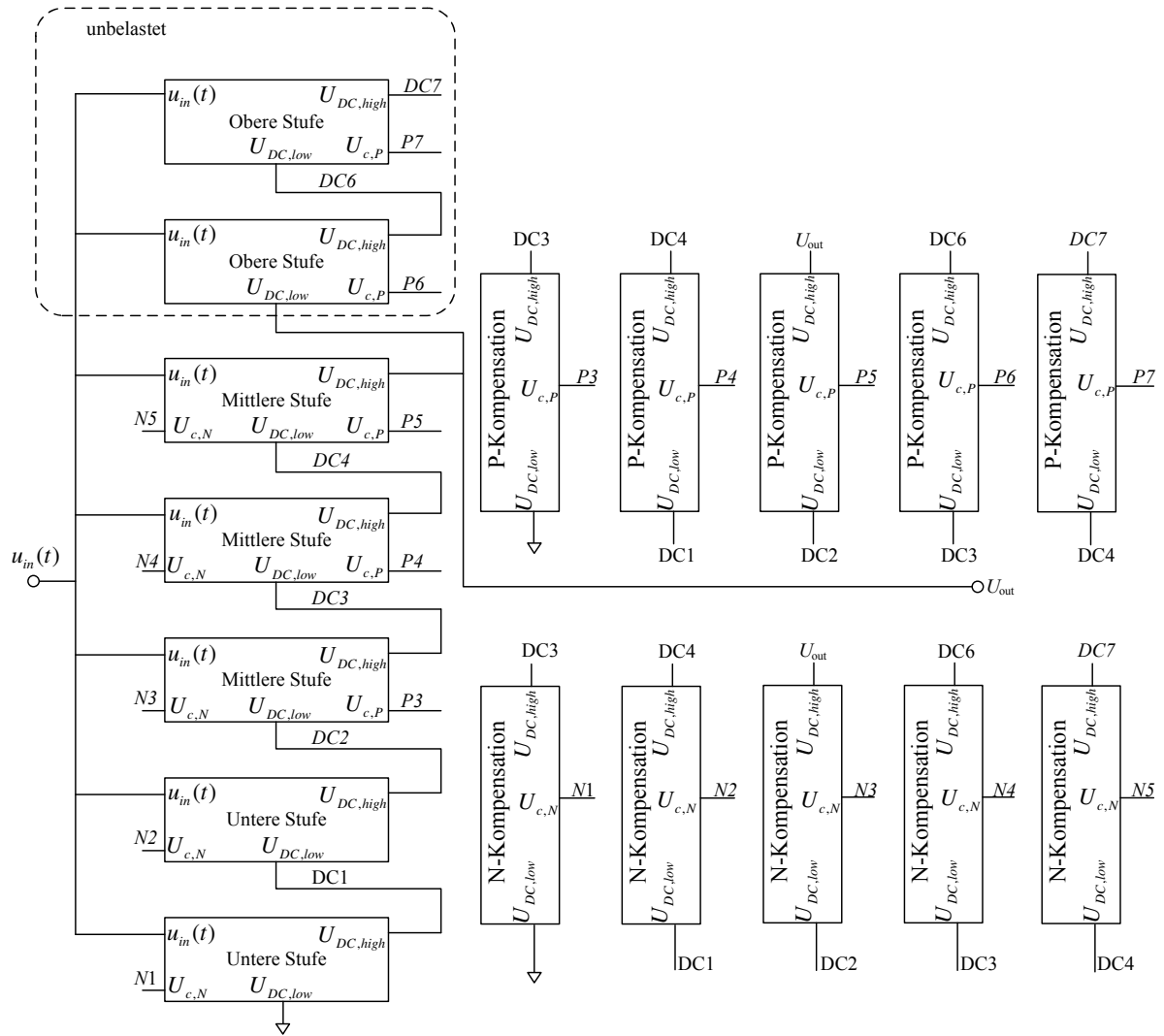


Abbildung 4.7: Schaltungsimplementierung des Gleichrichters mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung

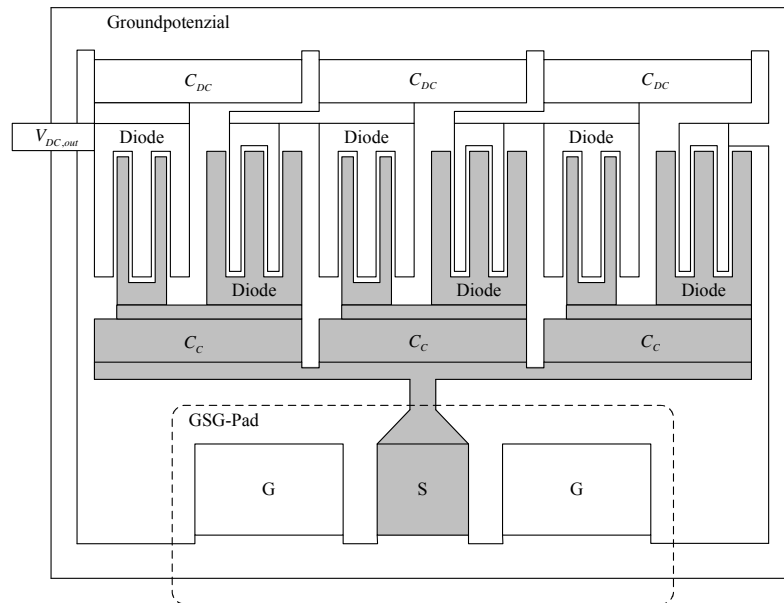


Abbildung 4.8: Topologie der Villard-Schaltung im Layout

reich der Schaltung schattiert, der bei 868 MHz Wechselspannung arbeitet. In diesem Bereich sollten alle Metallleitungen möglichst kurz bewählt werden. Die Schaltung wird möglichst nah an das Antennenpad platziert.

Die Schottky-Dioden werden zur Reduzierung des On-Widerstands im Layout als interdigitale Fingerstrukturen mit ausreichend breiten Zuleitungen realisiert. Als Koppel- und Stützkapazitäten werden Poly-Poly-Plattenkondensatoren eingesetzt. Diese bieten einen hohen Kapazitätsbelag und damit eine große gewünschte Kapazität im Verhältnis zur parasitären Kapazität. Die Kondensatoren werden mit großem W/L-Verhältnis und Metallisierung über der oberen Poly-Platte implementiert. Die parasitäre Kapazität der unteren Poly Platte gegenüber dem Substrat ist jedoch nicht zu vernachlässigen und kann durch Maßnahmen beim Layout der Schaltung nicht reduziert werden.

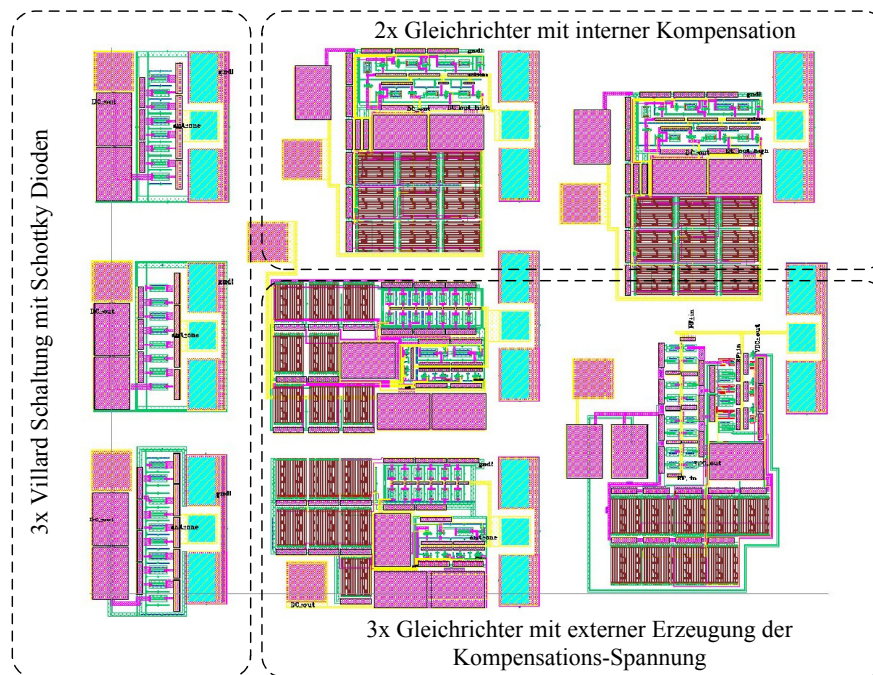


Abbildung 4.9: Layout von verschiedenen UHF-Gleichrichtern als Testschaltungen

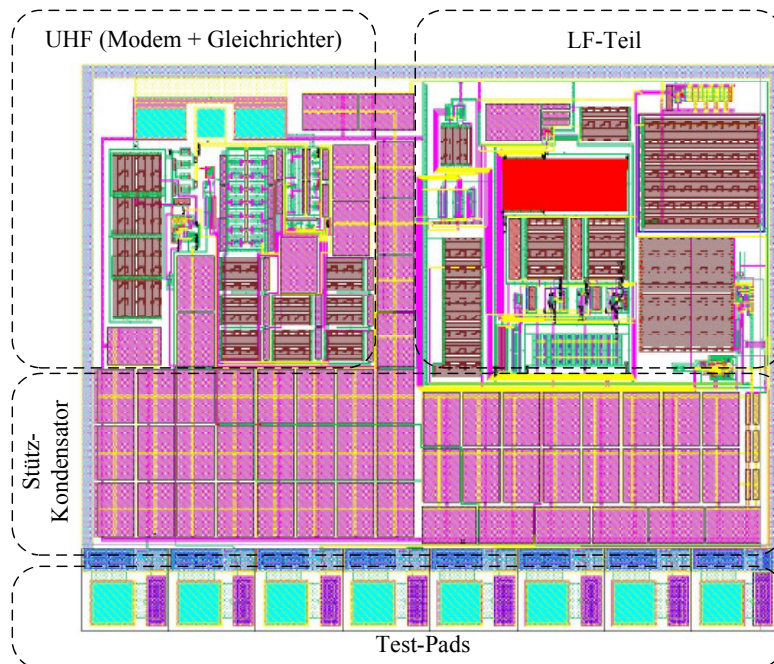


Abbildung 4.10: Layout des gesamten Front-Ends

4.4 Zusammenfassung der schaltungstechnischen Realisierung von UHF-Gleichrichtern

In diesem Kapitel wurden unterschiedliche Schaltungstopologien zur effizienten Gleichrichtung von hochfrequenten Wechselfspannungen mit niedriger Amplitude untersucht. Die Mehrheit der UHF-RFID-Transponder gemäß dem Stand der Technik verwendet die mehrstufige Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden oder Transistoren mit niedriger Schwellenspannung als Gleichrichter [10], [37], [35]. Aufbauend auf den Ergebnissen der Schaltungsanalyse aus Kapitel 3 wurde diese Schaltung entworfen und dimensioniert. Ohne Transistoren mit sehr niedriger (aber positiver) Schwellenspannung oder zusätzliche Masken für effiziente Schottky-Dioden wird die Sensitivität des Gleichrichters durch die Schwellenspannung und die parasitären Substratkapazitäten stark begrenzt. Die verwendeten Standard-CMOS Schottky-Dioden (ohne zusätzliche Masken) weisen eine Flussspannung und verschiedene ungewünschte Kapazitäten auf. Daher wurden zunächst zwei existierende Ansätze zur Kompensation der Schwellenspannung von Transistoren über dynamische Arbeitspunkt-Einstellung untersucht. Bei diesen Schaltungen wird die Spannung zur Kompensation der Schwellenspannung entweder aus einer Mikrobatterie, oder aus der Ausgangsspannung des Gleichrichters gewonnen. Bei beiden Verfahren stellt insbesondere das Start-Up Verhalten in großem Abstand vom Lesegerät ein Problem dar. Im verwendeten Prozess bieten diese Schaltungen daher gegenüber der Villard-Schaltung keine wesentliche Erhöhung der Sensitivität.

Es wurden zwei Implementierungen vorgestellt, die eine hohe Sensitivität bei zuverlässigem Einschwingverhalten ermöglichen. Die erste dieser Schaltungen verwendet einen zweiten, parallel geschalteten Gleichrichter zum Erzeugen der Kompensationsspannung. Dieser zweite Gleichrichter wird für eine hohe Ausgangsspannung bei niedriger Last und geringer Leistungseffizienz dimensioniert. Die Ausgangsspannung dieses zweiten Gleichrichters dient zur Arbeitspunkt-Einstellung im Hauptgleichrichter. Die Schaltung bietet insgesamt den Vorteil einer hohen Effizienz und Sensitivität bei geringer Abhängigkeit von Temperaturschwankungen und Prozess-toleranzen. Bei der zweiten vorgestellten Schaltung wird die Kompensationsspannung intern erzeugt. Eine unterschiedliche Topologie in den verschiedenen Stufen des Gleichrichters, sowie die Parallelschaltung von Schottky-Dioden und Transistoren mit Schwellenspannungskompensation ermöglichen auch hier einen sicheren

Einschwingvorgang bei einer reduzierten Anzahl von Bauelementen und geringerer Eingangskapazität. Im folgenden Kapitel werden die weiteren Schaltungsblöcke des Transponders vorgestellt.

Kapitel 5

Schaltungskomponenten im passiven UHF Sensor-Transponder

In dieser Arbeit wird das vollständige analoge Front-End für einen UHF Transponder mit Temperatursensor entwickelt. Es ist nicht möglich, ein existierendes UHF-RFID Front-End für einen Sensor-Transponder einzusetzen, da sich durch die zusätzlichen Schaltungsblöcke neue Anforderungen an Versorgungs- und Referenzspannungen ergeben [25], [26]. Abbildung 5.1 zeigt das Blockschaltbild des Transponders. Die Aufgaben der üblichen Schaltungsblöcke von RFID Tags wurden bereits in Kapitel 2 erwähnt. Der Temperatursensor ist gemeinsam mit der Spannungsreferenz im analogen Front End integriert. Der Schaltungsblock der Sensorauslese beinhaltet einen Verstärker und einen stromsparenden Analog/Digital-Umsetzer. Diese zusätzlichen signalverarbeitenden Analogschaltungen benötigen präzise Referenz- und Versorgungsspannungen. Die Werte dieser Spannungen müssen möglichst unabhängig von Schwankungen der Temperatur und der Prozessparameter sein. Veränderungen in der unregelmäßigen Ausgangsspannung des Gleichrichters und Schwankungen der Stromlast müssen über den gesamten Frequenzbereich unterdrückt werden [13]. Die erhöhte Schaltungskomplexität mit deutlich größerem Energiebedarf hat bei eingeschränkter Sendeleistung zwangsläufig eine Senkung der Reichweite gegenüber Identifikationstranspondern zur Folge.

5.1 Digitalteil

Die Aufgaben des Digitalteil beinhalten [94]:

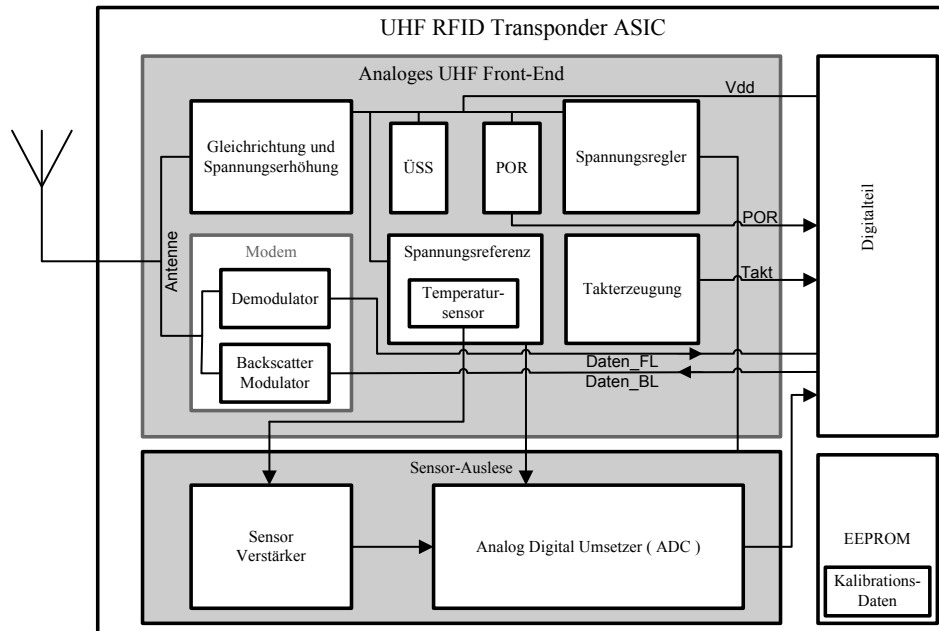


Abbildung 5.1: Architektur des passiven UHF-Transponders mit Temperatursensor

- Steuerung aller Blöcke im ASIC
- Aktivierung der Sensoren, des ADCs und Durchführung von Messungen.
- Generierung entsprechender Taktsignale
- Auswertung des ADC-Ausgangs
- Schreiben und Lesen des EEPROMs
- Bilden der Datenpakete und Senden der Daten über den Modulator
- Empfangen von Programmiersignalen über die UHF-Schnittstelle
- Kommunikation über das Testinterface

Der Digitalteil steuert den Kommunikationsablauf zwischen Lesegerät und Transponder [13]. Außerdem wird die Messung, die Analog/Digitalwandlung der Messwerte und das Lesen und Beschreiben des EEPROM-Speichers vom Digitalteil gesteuert.

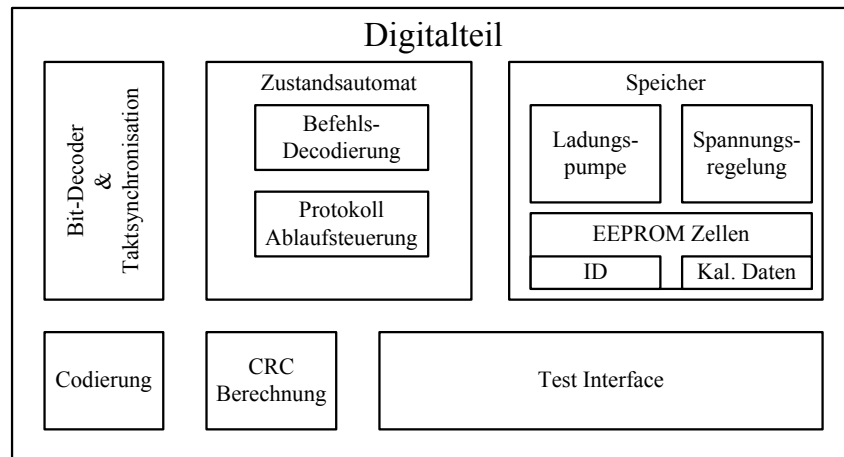


Abbildung 5.2: Hauptkomponenten im Digitalteil

Die Demodulation der Daten vom Lesegerät erfolgt im Analogteil (siehe "Demodulator"), der Digitalteil ist für die anschließende Bit-Decodierung und Befehlsdekodierung zuständig. Im Gegensatz zu induktiven Transpondern kann der Systemtakt für den Digitalteil bei UHF-Transpondern nicht aus der Trägerfrequenz entnommen werden, da ein Taktteiler bei 868 MHz einen Strom von mehreren Mikro-Ampere benötigt. Daher wird der Takt im Analogteil durch einen lokalen Oszillator erzeugt [24]. Dieser Takt schwankt auf Grund von Fertigungstoleranzen und Temperaturschwankungen um bis zu 100%. Um die ankommenden Daten dennoch zu dekodieren und mit der richtigen Datenrate zu antworten, muss der Takt zunächst synchronisiert werden [98]. Weitere Teile des Digitalteils sind ein Zustandsautomat (FSM, Finite State Machine), Collision Detection, CRC-(Cyclic Redundancy Check)-Berechnung, Ansteuerung des ADU, Lese- und Schreibzugriffe auf das EEPROM, u.a. Der Zustandsautomat stellt die zentrale Steuereinheit des ASICs dar.

Der Digitalteil hat aufgrund seiner Stromaufnahme Einfluss auf die maximal erzielbare Reichweite [10]. Die Senkung der Versorgungsspannung auf den minimal benötigten Wert, sowie die Verwendung möglichst niedriger Taktraten sind wichtige Techniken zur Reduzierung der Verlustleistung in digitalen Blöcken. Diese Arbeit beschäftigt sich mit der analogen Funk-Schnittstelle zur Energieübertragung, der Entwurf des Digitalteils wird im Folgenden nicht weiter betrachtet.

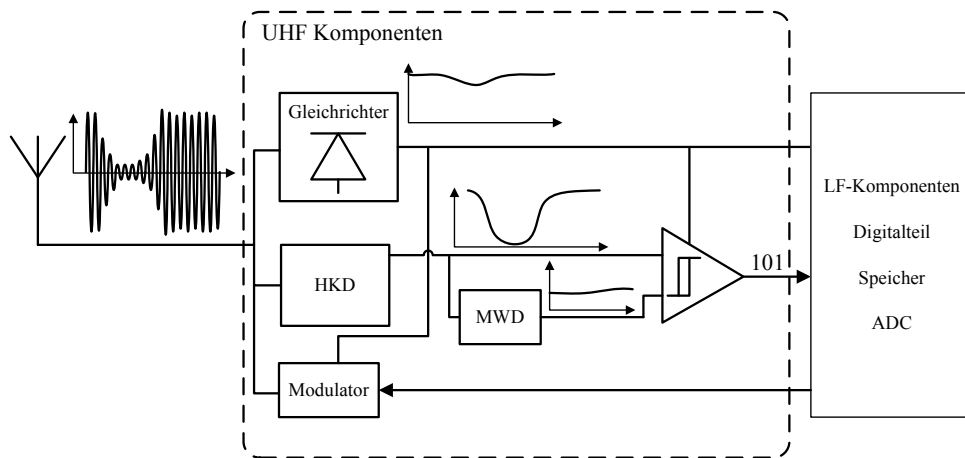


Abbildung 5.3: UHF Komponenten im analogen Front-End

5.2 Analogen Front-End

Das analoge Front-End besteht aus einem UHF-Teil, der bei 868MHz arbeitet, und einem LF Teil. Der UHF Teil ist in Abbildung 5.3 gezeigt. Ausschließlich der Gleichrichter und das Modem arbeiten bei der Trägerfrequenz, alle weiteren Schaltungsteile verwenden deutlich niedrigere Taktraten von unter 3MHz . Es werden zunächst die Schaltungskomponenten des analogen Front-End erläutert.

5.2.1 UHF-Teil

Im Folgenden werden die Komponenten im UHF-Front-End beschrieben, die bei der Trägerfrequenz arbeiten. Neben dem bereits erläuterten Gleichrichter handelt es sich hierbei um den Modulator und den Demodulator. Der Demodulator kann im Falle einer ASK Modulation stromsparend realisiert werden. Ein Hüllkurvendetektor extrahiert die Einhüllende des amplitudenmodulierten Antennensignals. Mit einem Mittelwertdetektor als Referenz werden die digitalen Daten über einen Hysterese-komparator detektiert und an den Digitalteil und den Taktgenerator weitergeleitet. Der Modulator schaltet die Eingangsimpedanz zwischen zwei Zuständen, um einen modulierten Rückstreuquerschnitt zu erreichen.

Demodulator

Die Kommunikation in Transpondersystemen ist international standardisiert. Für die Kommunikationsrichtung vom Lesegerät zum Transponder wird eine binäre Amplitudenumtastung (ASK, engl. Amplitude Shift Keying) eingesetzt. Der Demodulator hat die Aufgabe, das digitale Signal aus dem modulierten analogen Antennensignal zu extrahieren und zur Weiterverarbeitung an den Digitalteil weiterzuleiten. In Abbildung 5.4 ist das modulierte UHF-Signal dargestellt. Vorteil der ASK-Modulation ist die Möglichkeit der stromsparenden Demodulation auf Transponderseite [13]. Der Demodulator extrahiert zunächst die Hüllkurve des Eingangssignals, und vergleicht diese über einen Komparator mit einem variablen Referenzwert. Als Entscheidungsstufe wird ein Komparator mit interner Hysterese gemäß Abbildung 5.5 verwendet. Abbildung 5.4 zeigt die gesamte Schaltungsimplementierung des Demodulators. Der Hüllkurvendetektor wird durch eine mit einem Widerstand belastete Villard Schaltung gebildet. Diese Gleichrichterschaltung ist ähnlich aufgebaut wie ein Gleichrichter zur Spannungsversorgung, die verwendeten Dioden und Kondensatoren sind jedoch deutlich kleiner.

Dem Hüllkurvendetektor wird ein Tiefpass nachgeschaltet, um einen Referenzwert für die Entscheidungsstufe zu gewinnen. Ein konstanter Referenzwert kann nicht verwendet werden, da die Eingangsleistung in Abhängigkeit vom Abstand zum Lesegerät stark variiert. Bei geringem Abstand zum Lesegerät ist die Amplitude der Eingangsspannung im Low-Zustand unter Umständen höher als die Amplitude im High-Zustand bei maximalem Abstand. Der Tiefpass dient als Verzögerungsglied und liefert einen gleitenden Mittelwert gemäß Abbildung 5.4. Die maximale Spannungsdifferenz zwischen Referenz und Hüllkurve ist somit größer als bei Verwendung einer zeitlich konstanten Referenz.

Modulator

Die Kommunikation vom Transponder zum Lesegerät erfolgt über modulierten Rückstreuquerschnitt. Abbildung 2.9 in Kapitel 1 zeigt das vereinfachte Ersatzschaltbild der Antenne und der Eingangsimpedanz des Transponders. Beim Ersatzschaltbild der Antenne wurde der Verlustwiderstand gegenüber dem Strahlungswiderstand vernachlässigt. Der Transponder wird einseitig vereinfacht als eine Parallel- oder Serienschaltung eines Widerstands und eines Kondensators modelliert. Die Berech-

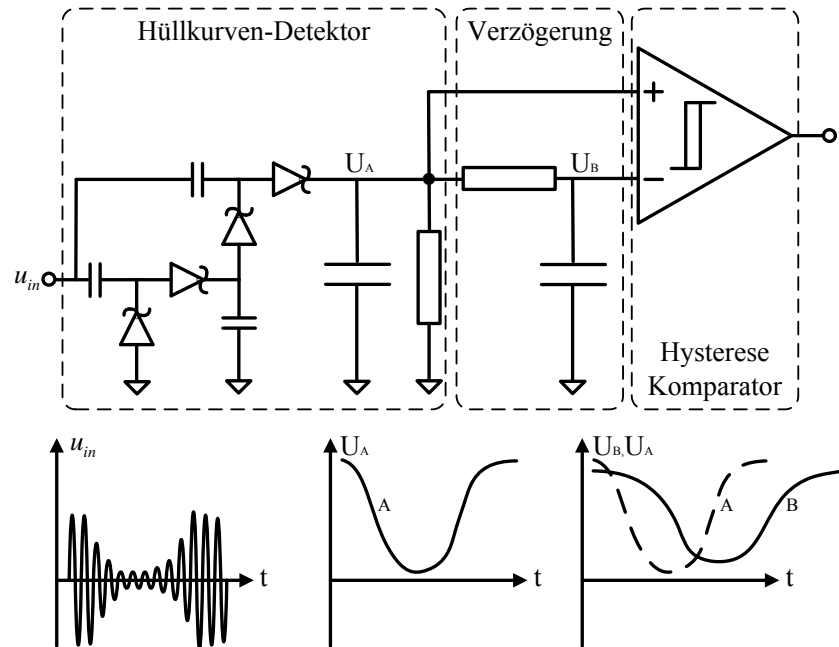


Abbildung 5.4: Funktionsweise und Signalverläufe bei der Demodulator-Schaltung

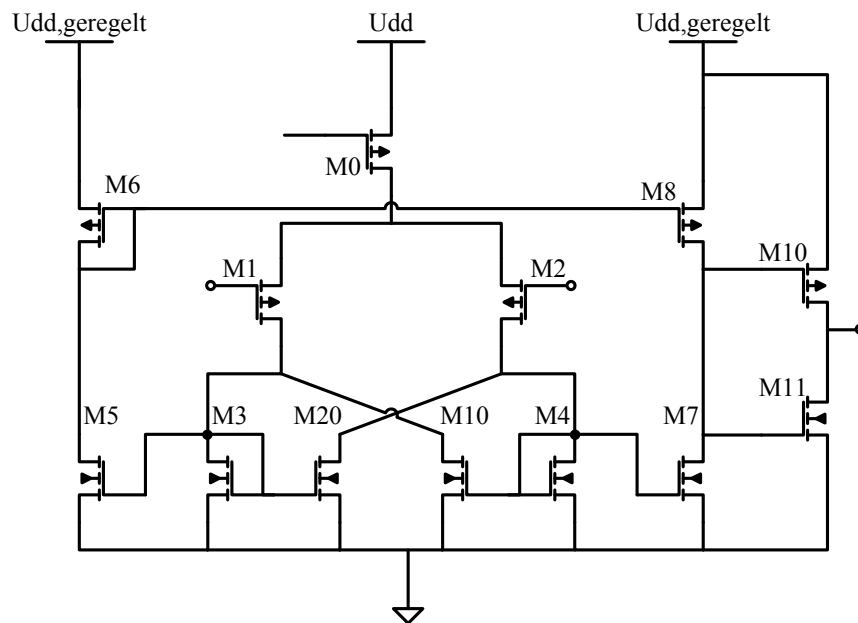


Abbildung 5.5: Hysteresekomparator im Demodulator

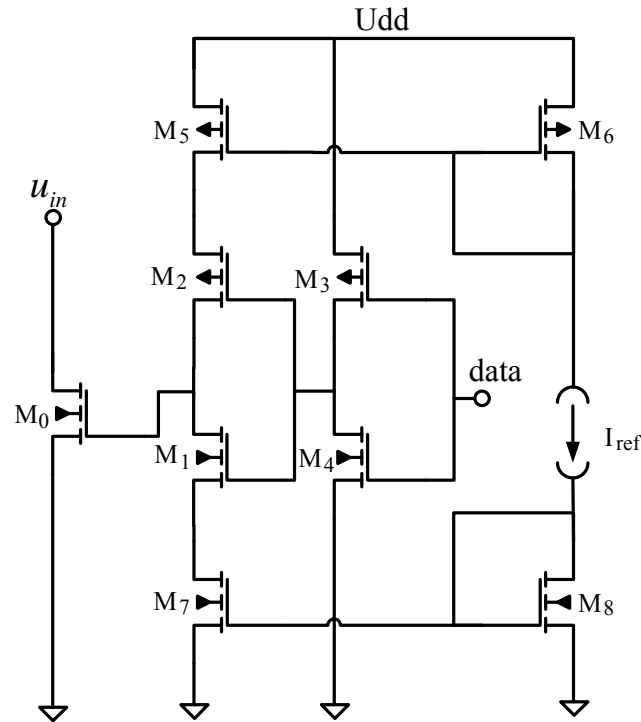


Abbildung 5.6: Modulation mit einem Schalter

nung dieser Elemente C_{in} und R_{in} in Abhängigkeit vom verwendeten Gleichrichter und vom Stromverbrauch der integrierten Schaltungen erfolgte in Kapitel 3. Die Modulation des Rückstreuquerschnitts erfolgt über eine geschaltete Last. Sobald die Antenne durch den Transponder belastet wird, wird ein Teil der Leistung an das Lesegerät zurück reflektiert, wobei sowohl der Betrag als auch die Phase des reflektierten Signals vom Impedanzverhältnis abhängen. Abbildung 5.6 zeigt eine Schaltung zur Amplitudenmodulation (ASK, engl.: Amplitude Shift Keying) mit einem Schalter. Die Antenne wird hier in der Regel so ausgelegt, dass im Fall des geöffneten Schalters (Zustand Z1) annähernd Leistungsanpassung vorliegt. Dieser Zustand ist für die Energieversorgung des Transponders am günstigsten, und der Speicherkondensator am Ausgang des Gleichrichters wird auf den maximalen Spannungswert aufgeladen. Wenn der Schalter in Abhängigkeit der Daten geschlossen wird (Zustand Z2), nimmt der Transponder in erster Näherung keine Leistung auf und die reflektierte Leistung wird maximal. Diese Modulationstechnik ist insbesondere dann geeignet, wenn Zustand Z1 während einer insgesamt längeren Zeit aktiv

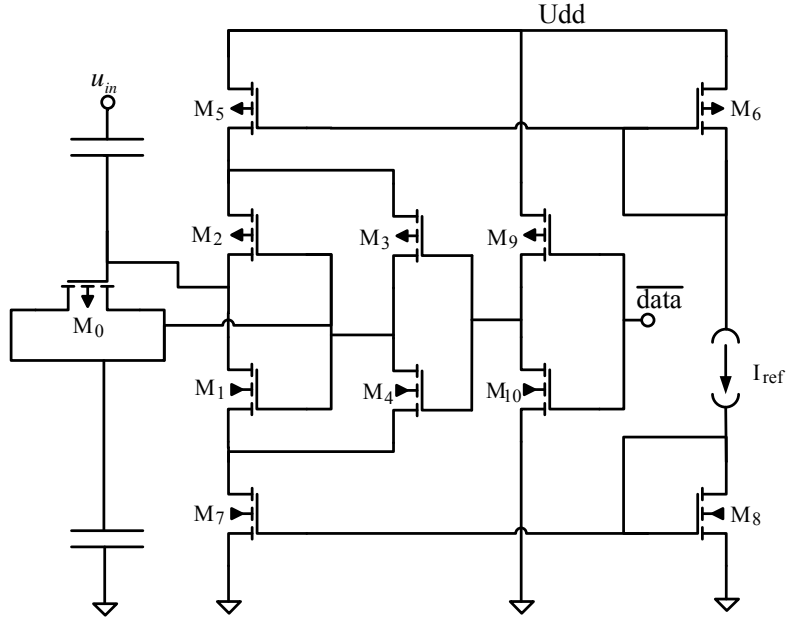


Abbildung 5.7: Modulation mit einem Varaktor gemäß [27]

ist als der energetisch ungünstige Zustand Z2. Da Zustand Z2 nur während einem Teil der Kommunikationsphase vom Transponder zum Lesegerät angenommen wird, ist diese Bedingung bei Sensor-Transpondern in der Regel erfüllt. Mit Hilfe einer kapazitiven Modulationslast gemäß Abbildung 5.7 kann eine Phasenmodulation (PSK, engl.: Phase Shift Keying) erreicht werden [27]. Transistor M_0 ist als Varaktor verschaltet. Die Kapazität dieses Varaktors wird über das Gleichspannungspotenzial an den beiden Anschlüssen des Varaktors eingestellt. Diese Gleichspannungspotenziale werden in Abhängigkeit des Dateneingangs über die Transistoren M_1 und M_2 jeweils entweder auf Groundpotenzial oder auf den Wert der Versorgungsspannung eingestellt. Somit ändert sich ausschließlich die Eingangskapazität des Transponders, der parallele Eingangswiderstand wird nicht verändert. Wenn die Antenne auf den Mittelwert der Eingangskapazität abgestimmt wird, nimmt der Transponder in beiden Zuständen der Modulation die gleiche Leistung auf. Vorteil des PSK-Verfahrens ist also eine konstante Energieversorgung des Tags während der Kommunikation zum Lesegerät. Im Gegensatz zu induktiven Transpondern stellt die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät bei UHF-Systemen nicht den begrenzenden Faktor für die Reichweite dar [4], [10]. Typische Datenreichweiten liegen deutlich über

10m. Die Reichweite wird über die Ansprech-Empfindlichkeit des Transponders bezüglich der Energieversorgung festgelegt, daher bildet die Energieübertragung den Schwerpunkt dieser Arbeit.

5.2.2 LF-Teil

Im Folgenden werden die Schaltungen im Front-End beschrieben, die nicht zur direkten Luftschnittstelle gehören. Diese Schaltungsteile sind bei UHF Transpondern ähnlich aufgebaut wie die Schaltungen induktiv gekoppelter Systeme. Im Fall des Sensor-Transponders in dieser Arbeit handelt es sich um die Funktionalität zur Spannungsregelung und Begrenzung, zur Takterzeugung und zur Erzeugung von stabilen Spannungsreferenzen. Außerdem beinhaltet der LF Teil des Front-End-Schaltungsblöcke zur Generierung des Power-On-Reset-Signals und den Temperatursensor.

Temperatursensor

Temperatursensoren können ohne zusätzliche Prozessschritte in Standard-CMOS Technologie hergestellt werden. Für den Einsatz in einem passiven Transponder muss die Schaltungsimplementierung den Betrieb bei sehr niedriger Versorgungsspannung und geringer Verlustleistung im Bereich von wenigen μW ermöglichen. Als Sensorelemente werden temperaturabhängige Zeitkonstanten, Ströme oder Spannungen verwendet. Ein einfacher Temperatursensor mit geringer Chipfläche und sehr niedriger Verlustleistung kann in Form eines Ringoszillators implementiert werden. Eine ungerade Anzahl von strombegrenzten Invertern wird gemäß Abschnitt 5.2.2 mit einer Rückkopplung verschaltet. Die Verzögerungszeit eines Inverters weist eine Temperaturabhängigkeit auf, daher ändert sich die Frequenz des Oszillators mit der Temperatur. Über eine temperaturunabhängige Zeitkonstante, beispielsweise einen temperatur-kompensierten Oszillator, kann dieser Sensor über einen einfachen Frequenzzähler ausgelesen werden. Hier ist jedoch zu berücksichtigen, dass Verzögerungszeiten von Gattern prozesstechnisch nicht genau kontrolliert werden können. Schwankungen in der Schwellenspannung von Transistoren, sowie der absolute Betrag von Kapazitäten von Bauelementen und Metallleitungen führen zu einer Zufallsschwankung der Oszillatorfrequenz. Die Messung und Auslese im Zeitbereich kann mit sehr geringer Verlustleistung realisiert werden, die Genauigkeit

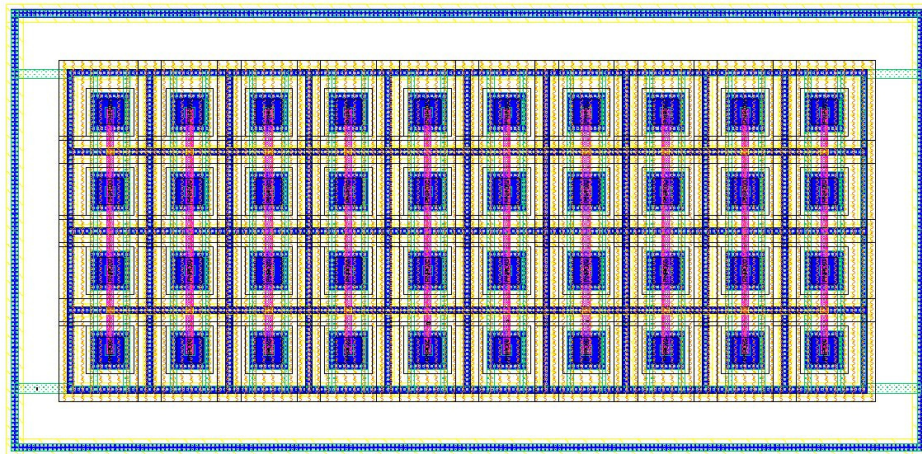


Abbildung 5.8: Layout der PNP Transistoren zur Temperaturmessung. Um Paarungsgenauigkeit der beiden Transistoren zu erreichen, werden die Bauteile als Parallelschaltung von Transistoren mit kleinerer Fläche implementiert und verschachtelt angeordnet.

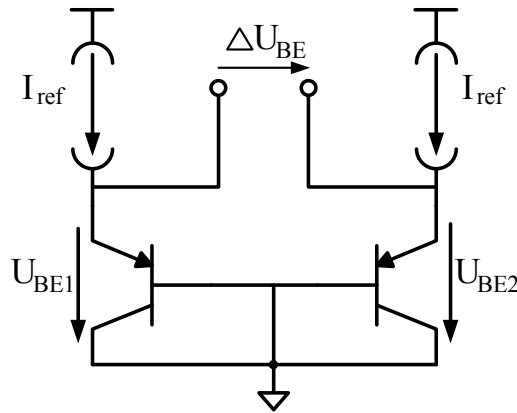


Abbildung 5.9: Temperatursensor auf Basis von Bipolar-Transistoren

ist jedoch geringer als spannungsbasierte Verfahren [12], [16]. In Abbildung 5.9 ist ein präzises spannungsbasiertes Verfahren zur Temperaturmessung dargestellt. Zwei Bipolar-Transistoren mit unterschiedlicher Fläche werden von einem Referenzstrom durchflossen. Der Spannungsabfall über jeder der Dioden beträgt laut der Ebers-Moll Gleichung

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right), \quad (5.1)$$

wobei I_C den Kollektorstrom und I_S den Sättigungssperrstrom bezeichnet. Der Sättigungssperrstrom ist ebenfalls temperaturabhängig. Für die Differenz der beiden Basis-Emitterspannungen gilt:

$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{A_1}{A_2} \right), \quad (5.2)$$

wobei A_1 und A_2 die Diodenflächen bezeichnen. Hierbei handelt es sich um einen linearen Zusammenhang zwischen Temperatur und Spannungsdifferenz.

Strom-Spannungsreferenz

Neben der temperaturabhängigen Messgröße wird zur Auslese eines Sensors außerdem eine konstante Referenzgröße benötigt. Referenzströme und -Spannungen werden zusätzlich von vielen analogen Schaltungen im Transponder zur Arbeitspunkt-Einstellung benötigt. Diese Referenzgrößen sollten nicht nur von der Temperatur, sondern auch von Schwankungen der Versorgungsspannung und Prozessvariationen

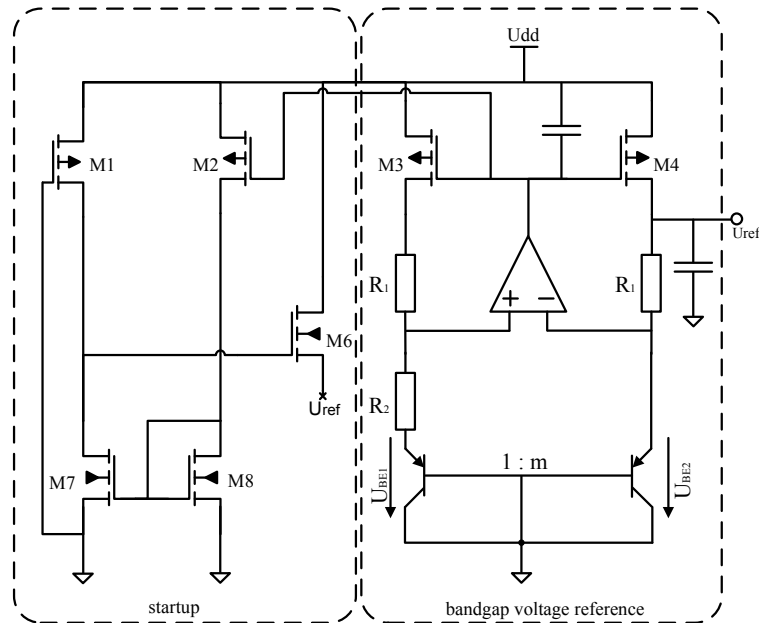


Abbildung 5.10: Bandgap-Referenzschaltung

unabhängig sein. Die Implementierung einer temperatur- und prozessstabilen Spannungsreferenz auf einem passiven UHF Transponder stellt eine besondere schaltungs-technische Herausforderung dar. Die Stromaufnahme und die Versorgungsspannungen müssen gegenüber batteriebetriebenen oder kabelgebundenen Geräten stark begrenzt werden. In herkömmlichen RFID-Systemen kann auf präzise Spannungsreferenzen verzichtet werden, im Rahmen dieser Arbeit stellt die Referenz jedoch einen wichtigen Schaltungsblock dar. Abbildung 5.10 zeigt eine Bandgap Spannungsreferenz für niedrige Versorgungsspannungen.

Beim Entwurf der Schaltung für passive UHF Transponder stellen die Anforderungen an die Verlustleistung und die niedrige Versorgungsspannung die wesentlichen Schwierigkeiten dar. Die Senkung des Stromverbrauchs erfordert große Widerstände in den Bandgap-Zweigen. Außerdem muss der OTA für eine niedrige Versorgungsspannung ausgelegt sein. Für eine detaillierte Beschreibung dieser Schaltung sei hier auf [6], [7] oder [8] verwiesen.

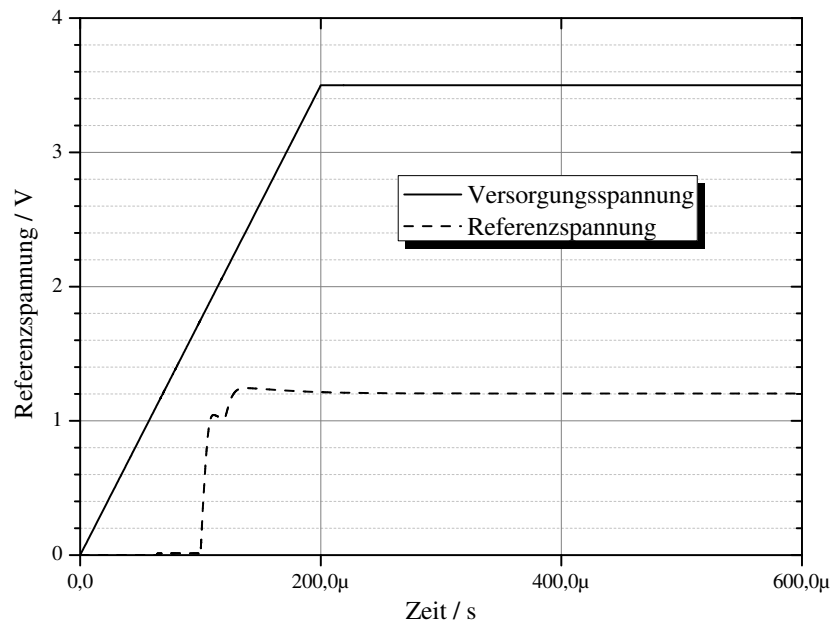


Abbildung 5.11: Transientes Startup-Verhalten der Bandgap-Referenzschaltung

Spannungsregler

Die Spannung am Ausgang des Gleichrichters variiert in Abhängigkeit von der verfügbaren Eingangsleistung und dem entnommenen Laststrom. Viele analoge Schaltungen reagieren jedoch empfindlich auf Störungen der Versorgungsspannung. Außerdem führt eine hohe Versorgungsspannung in der Regel auch zu einem erhöhten Stromverbrauch. Es ist daher bei vielen Anwendungen vorteilhaft, einen Spannungsregler auf dem Transponder zu integrieren. Aufgabe des Spannungsreglers ist die Bereitstellung einer konstanten Spannung, unabhängig von Temperatur, dem Laststrom, der Eingangsleistung und Fertigungstoleranzen. Für verlustleistungsarme passive Transponder mit niedriger Versorgungsspannung eignen sich solche Regler, welche die Ausgangsspannung über einen steuerbaren Widerstand einstellen. Es wird zwischen Quer- und Längsreglern unterschieden, wobei auch eine Kombination der beiden Architekturen zu einem Push-Pull-Prinzip verwendet werden kann.

Der Längsregler besteht gemäß Abbildung 5.12 aus einem steuerbaren Widerstand, der mit der Last in Reihe geschaltet ist. Die Ausgangsspannung wird kontinuierlich mit einem festen Referenzwert verglichen, um den steuerbaren Widerstand im Falle einer Abweichung nachzustellen. Die Spannung am Ausgang ergibt sich nach

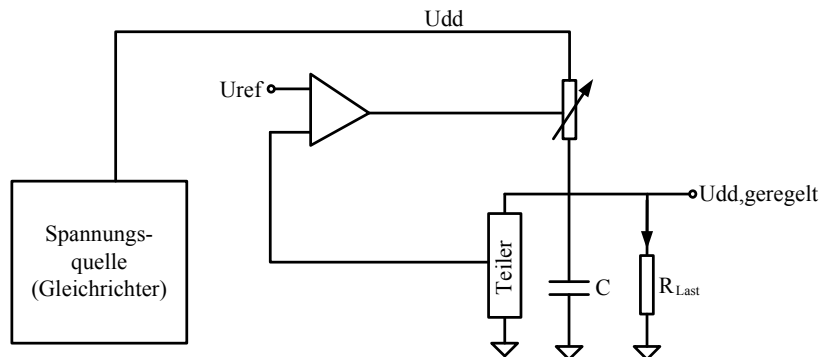


Abbildung 5.12: Längsregler

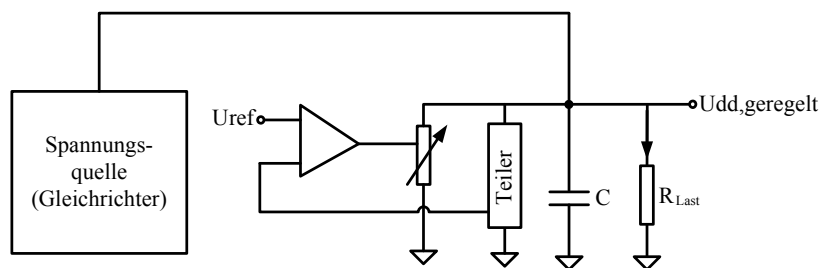


Abbildung 5.13: Querregler

dem Prinzip des Spannungsteilers aus diesem Widerstand und dem aktuellen Lastwiderstand. Wenn der Lastwiderstand beispielsweise aufgrund von Schaltvorgängen im Transponder kurzzeitig absinkt, wird zunächst durch den Ausgangskondensator C Ladung bereitgestellt, um einen kurzen Spannungseinbruch zu verhindern. Nach einer gewissen Verzögerungszeit reagiert der Regelkreis auf die veränderte Last und senkt den Wert des steuerbaren Widerstands. Da der Spannungsverlust über den Gleichrichterdioden, sowie der Eingangswiderstand des Transponders stark vom Laststrom abhängen, entspricht der Gleichrichter einer Spannungsquelle mit hohem Innenwiderstand (siehe Kapitel 3). Der Querregler gemäß Abbildung 5.13 nutzt diesen Innenwiderstand der Spannungsquelle, um die Ausgangsspannung durch eine zusätzliche Last parallel zur Verbraucherschaltung auf den Sollwert zu

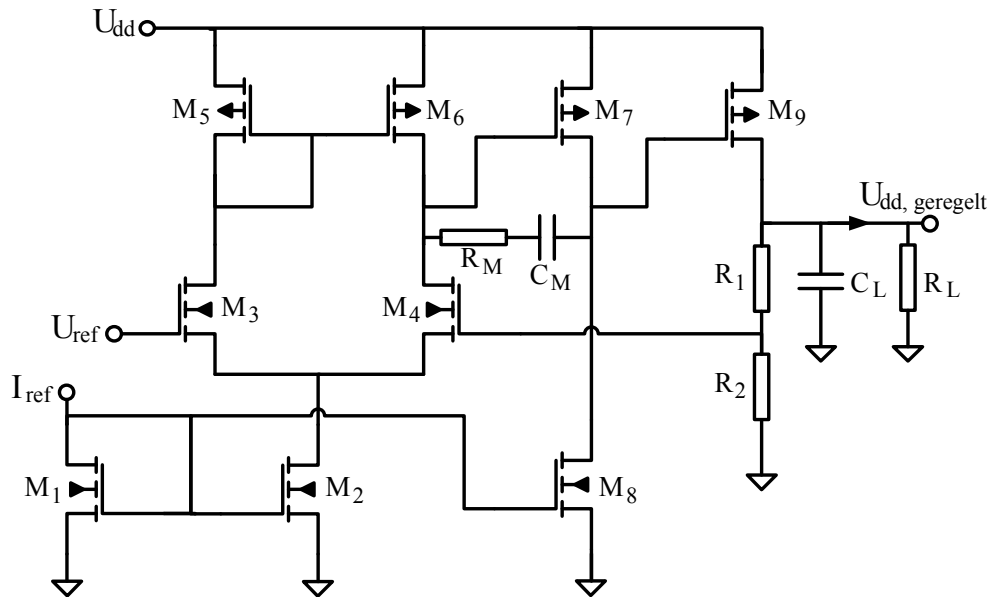


Abbildung 5.14: Schaltungstechnische Implementierung eines LDO-(Low-Drop-Out) Reglers

regeln. Ein Vorteil des Querreglers gegenüber dem Längsregler ist die geringere minimale Eingangsspannung. Der Längsregler benötigt eine gewisse Spannung (Dropout-Spannung) über dem steuerbaren Widerstand, um die Ausgangsspannung über die Variation dieser Dropout-Spannung zu regeln. Vorteil des Längsreglers ist dagegen die höhere Effizienz, da die Regelung hier über einen zusätzlichen Lastwiderstand, also über eine Senkung der Last am Ausgang des Gleichrichters erfolgt. Außerdem wird beim Längsregler Energie im Ausgangskondensator des Gleichrichters gespeichert, wenn die Eingangsspannung des Reglers U_{dd} größer ist als die geregelte Spannung $U_{dd, geregelt}$. In Phasen mit hohem Stromverbrauch oder Einbrüchen in der Leistung am Transpondereingang wird diese Energie genutzt. Wenn die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung des Reglers gering ist, wird der steuerbare Widerstand auf einen kleinen Wert geregelt. Die Leistungseffizienz der Regelung beträgt dann unter Vernachlässigung des eigenen Stromverbrauchs des Reglers nahezu 100%. Wenn die Eingangsspannung den doppelten Wert der geregelten Spannung aufweist, sinkt die Effizienz auf 50%. Bei hoher Eingangsspannung ist jedoch ausreichend Energie vorhanden. Insgesamt ist der Längsregler aufgrund der Möglichkeit der kapazitiven Energiespeicherung gegenüber dem Querregler zu bevorzugen.

Abbildung 5.14 zeigt eine schaltungstechnische Implementierung. Der PMOS-Transistor M9 dient als Regelwiderstand. Ein zweistufiger Differenzverstärker vergleicht die Referenzspannung von der Bandgap-Schaltung über einen Spannungsteiler mit der geregelten Spannung. Im eingeschwungenen Zustand stellt sich der Ausgang des Verstärkers auf diejenige Gate-Spannung von M9, welche die Eingangs-Differenzspannung $U_{ref} - U_{dd,geregelt} \frac{R_1}{R_1+R_2}$ minimiert. Das Widerstandsverhältnis wird so gewählt, dass die geregelte Spannung in diesem Zustand ihrem Sollwert entspricht. Für M9 wird ein PMOS Transistor verwendet, da ein NMOS Transistor bei einer Gatespannung unter $U_{dd,geregelt} + U_{th}$ im Sperrbereich arbeiten würde. Die Implementierung mit einem PMOS Transistor erfordert daher keine erhöhte Versorgungsspannung für die Ausgangsstufe des Differenzverstärkers. Daher benötigt die Schaltung nur sehr geringe Eingangsspannungen. Wenn an Stelle des zweistufigen nur ein einstufiger Differenzverstärker eingesetzt wird, ist mit einer Abweichung der geregelten Spannung vom Sollwert zu rechnen, da eine geringere Verstärkung zu einem Spannungs-Offset führt. Abbildung 5.15 zeigt die Spannungsverhältnisse, die sich bei einer geregelten Spannung von 1,5 Volt für verschiedene Eingangsspannungen einstellen. Wichtige Optimierungsgrößen sind die Unterdrückung von Schwankungen der Versorgungsspannung (PSRR-Power Supply Rejection Ratio) und eine geringe Abhängigkeit der geregelten Spannungen von Schwankungen in der Stromlast am Ausgang des Reglers. Neben der Optimierung dieser Kenngrößen ist die uneingeschränkte Stabilität des Reglers sicherzustellen. Abbildung 5.16 zeigt die Schaltung als Regelschleife mit drei Verstärkerstufen. Der Operationsverstärker beinhaltet die ersten beiden Stufen, jeweils mit einem Ausgangswiderstand und einer Ausgangskapazität. Der Regeltransistor bildet die dritte Stufe. Um eine ausreichende Phasenreserve sicherzustellen, werden im Differenzverstärker eine Miller Kapazität C_M und ein Nulling-Widerstand R_M eingesetzt. Für eine ausführliche Betrachtung der Stabilität im LDO-Regler sei hier auf [62] verwiesen.

Takterzeugung

Der Digitalteil des Transponders benötigt einen Systemtakt. Bei induktiven Transpondersystemen (mit niedrigeren Trägerfrequenzen) kann der Takt aus der Trägerfrequenz extrahiert werden. Bei 13,56 MHz Systemen ist es beispielsweise üblich, das sinusförmige Antennensignal in ein digitales Rechtecksignal zu verwandeln und an

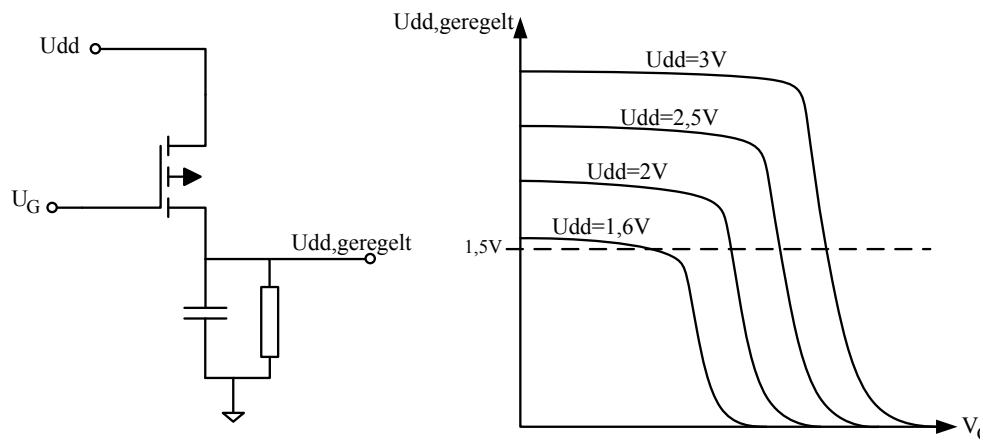


Abbildung 5.15: Spannungsverhältnisse im LDO-Regler bei einer geregelten Spannung von $1,5V$ bei verschiedenen Eingangsspannungen

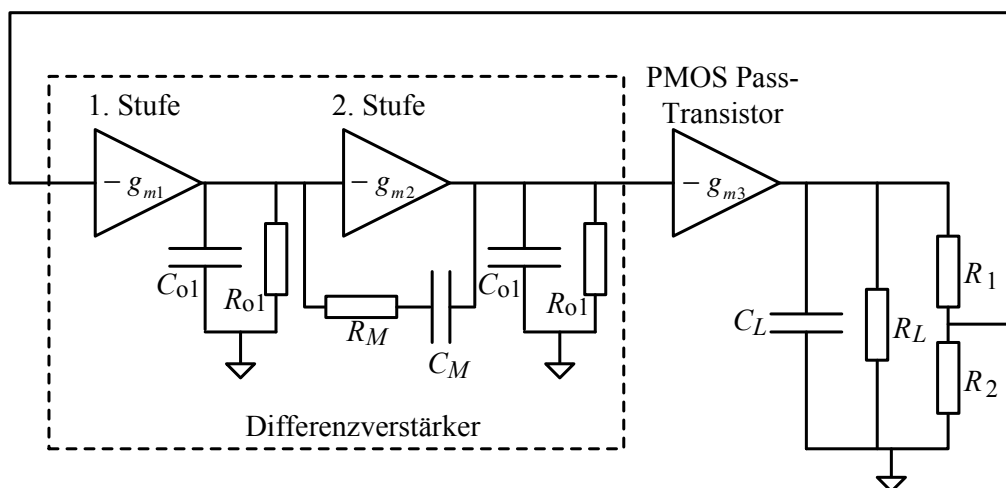


Abbildung 5.16: Der Spannungsregler als Regelschleife mit drei Verstärker-Stufen

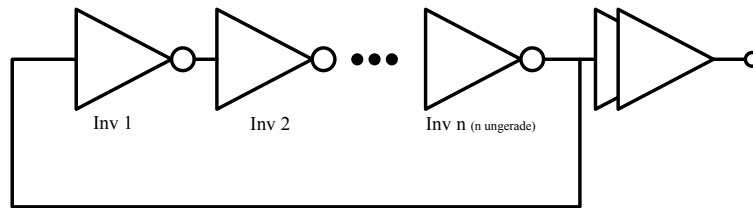


Abbildung 5.17: Ringoszillator in Form einer rückgekoppelten Inverterkette

einen stromsparenden Taktteiler zu leiten [13]. Am Ausgang des Taktteilers steht dann ein Systemtakt von einigen 100 kHz bereit. Ein Taktteiler weist jedoch bei Frequenzen im UHF Bereich einen hohen Stromverbrauch auf und führt damit zu einer Einschränkung der Energiereichweite. Daher wird bei UHF Transpondern in der Regel ein lokaler Oszillator als Taktgeber eingesetzt [27], [10]. Ringoszillatoren gemäß Abbildung 5.18 zeichnen sich durch eine sehr geringe Chipfläche und geringe Verlustleistung bei niedrigen Frequenzen bis mittleren Frequenzen aus. Ein Ringoszillator besteht aus einer ungeraden Anzahl von Inverterstufen mit einer Rückkopplung. Eine konkrete Schaltungsimplementierung ist in Abbildung 5.18 dargestellt. Die Inverter M1/M2, M3/M4 und M5/M6 sind hier nicht mit der Versorgungsspannung und Groundpotenzial verbunden, sondern mit einer P-Kanal- und einer N-Kanal-Stromquelle. Es handelt sich hierbei um einen strombegrenzten (engl.: current starved) Ringoszillator. Die Ausgangsfrequenz wird im Wesentlichen über den eingprägten Strom eingestellt. Das Signal innerhalb der Rückkopplungsschleife weist eine geringe Amplitude und flache Flanken auf. Es wird über die Ausgangsstufe M7/M8 entkoppelt und durch weitere Puffer verstärkt. Da die Verzögerungszeit der Inverter stark von der Temperatur und Prozessungenauigkeiten abhängt, kann die Ausgangsfrequenz nicht präzise eingestellt werden. Der Takt wird daher im Digitalteil mit den eingehenden Daten synchronisiert. Hiefür wird eine digitale Frequenzregelschleife eingesetzt.

Power-On-Reset

Wenn der Transponder in das Feld des Lesegerätes gelangt, bezieht er über die Antenne Energie. Der Stützkondensator zwischen Versorgungsspannung und Groundpotenzial wird aufgeladen und die Versorgungsspannung steigt. Strom- und Span-

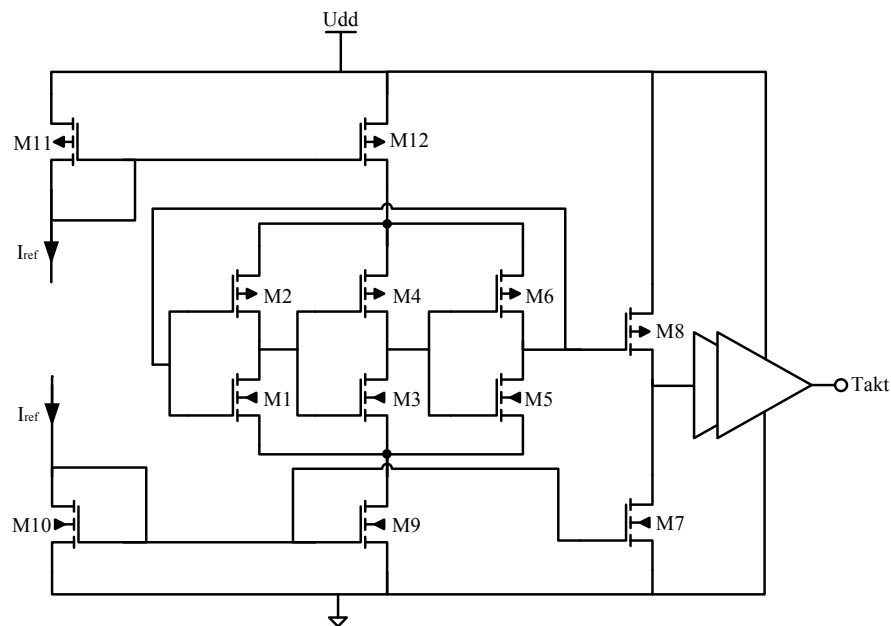


Abbildung 5.18: Schaltungsimplementierung eines stromsparenden Ringoszillators

nungsreferenzen sowie der Spannungsregler gelangen nach einer gewissen Zeit in ihren eingeschwungenen Zustand. Die Power-On-Reset-Schaltung hat die Aufgabe, die Versorgungsspannung zu messen und den Digitalteil und andere Schaltungsblöcke bei ausreichender Versorgungsspannung einzuschalten. Dieser minimale Spannungswert ist stark von der verwendeten Technologie, der Schwellenspannung der Transistoren und dem Funktionsumfang des Transponders abhängig. Wenn der Digitalteil mit Subthreshold-Logik (Versorgungsspannung im Bereich der Schwellenspannung der Transistoren) betrieben wird und keine komplexen Analogschaltungen eingesetzt werden, kann der Transponder bereits bei einer Versorgungsspannung von deutlich unter einem Volt (abhängig von der Schwellenspannung) eingeschaltet werden. Für komplexere Schaltungsblöcke wie Spannungsreferenzen, Sensoren und Analog-Digitalumsetzer werden höhere Spannungen im Bereich von mindestens zwei Schwellenspannungen benötigt. Bei einer Schwellenspannung von 800 mV bedeutet dies, dass die Power-On-Reset-Schaltung ab einer Spannung von 1,6 V eine logische eins liefern muss. Abbildung 5.19 zeigt eine einfache Schaltungsimplementierung. Bevor die Versorgungsspannung VDD aufgebaut ist, befinden sich die zwei kreuzgekoppelten Inverter M1/M2 und M3/M4 in einem metastabilen Zustand, und die Spannungen V1 und V2 sind gleich groß. Wenn die Versorgungsspannung einen gewissen Wert (ca. eine Schwellenspannung) überschreitet, stellt sich ein sta-

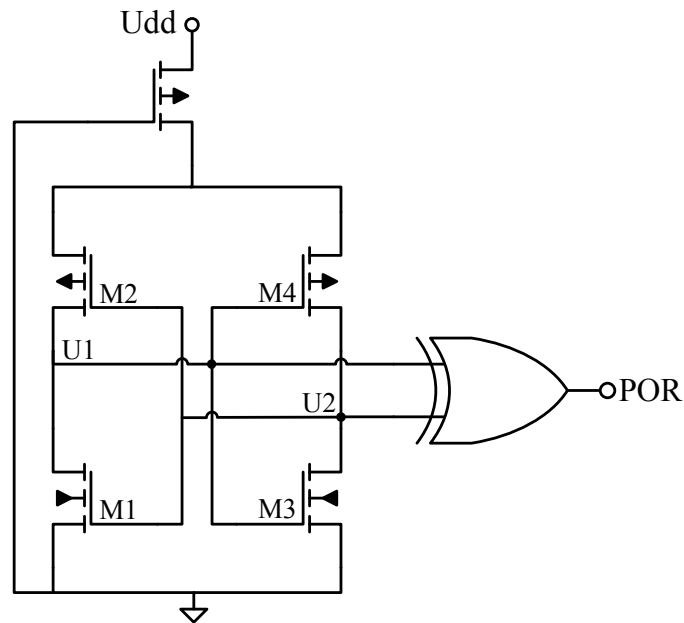


Abbildung 5.19: POR-Schaltung mit zwei kreuzgekoppelten Transistoren

biler Zustand mit unterschiedlichen Spannungen an V1 und V2 ein. Am Ausgang des XOR-Gatters liegt daraufhin eine logische Eins. Die Schaltung ist klein und hat einen vernachlässigbaren Stromverbrauch, die Schaltschwelle lässt sich auf diese Weise jedoch nicht präzise einstellen. Der Wert der Versorgungsspannung, bei dem die Inverter in einen stabilen Zustand treten, ist stark von Schwankungen in der Schwellenspannung der Transistoren abhängig.

Eine präzise POR-Schaltung ist in Abbildung 5.20 links abgebildet. Durch einen Hysteresekomparator wird die Versorgungsspannung über einen Spannungsteiler mit einer Referenzspannung verglichen. Im Fall von Sensor-Transpondern ist in der Regel eine präzise Spannungsreferenz auf dem Chip enthalten. So wird die Schaltschwelle unabhängig von der Temperatur und Prozessschwankungen. Hier ist allerdings zu berücksichtigen, dass die Spannungsreferenz ebenfalls eine Einschwingzeit benötigt. Dies kann zu einem unerwünschten Ein- und Ausschalten der POR während der Startup-Phase des Transponders führen. In Abbildung 5.20 rechts ist die in dieser Arbeit verwendete POR-Schaltung dargestellt, bei der die Referenzspannung über einem als Diode verschalteten Transistor abgegriffen wird.

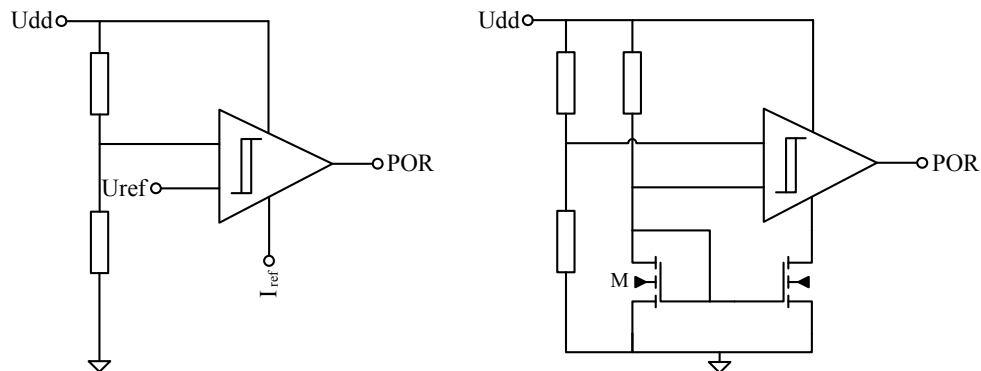


Abbildung 5.20: Präzise POR-Schaltungen mit Hysteresekomparator

Überspannungsschutz

Die Leistung am Eingang des Transponders ist gemäß Kapitel 2 stark vom Abstand zum Lesegerät abhängig. Wenn sich der Tag in unmittelbarer Nähe zur Sendeantenne der Basisstation befindet, können demnach hohe Eingangsspannungen mit über einem Volt Amplitude auftreten. Am Ausgang des kaskodierten Gleichrichters würden sich in diesem Fall hohe Spannungen einstellen. Transistoren mit dünnem Gateoxid weisen jedoch eine stark eingeschränkte Spannungsfestigkeit auf (typischerweise ca. 3,6 V in einem $0,35 \mu\text{m}$ CMOS-Prozess). Die unregelmäßige Versorgungsspannung am Ausgang des Gleichrichters muss daher begrenzt werden. Gemäß Kapitel 4 kann der Gleichrichter ausgangsseitig als Spannungsquelle mit Innenwiderstand modelliert werden. Daher kann die Ausgangsspannung durch einen erhöhten Laststrom effektiv reduziert werden. Die Überspannungs-Schutzschaltung sollte bei geringer Versorgungsspannung nur einen vernachlässigbaren Strom verbrauchen, und bei Überschreiten einer maximalen Versorgungsspannung einen großen Stromfluss bewirken. Dies entspricht dem nichtlinearen Verhalten einer Diode. Eine Reihenschaltung von mehreren Dioden oder eine Zehnerdiode in Sperrrichtung können daher als einfacher Überspannungsschutz dienen. Alternativ kann eine elektronische Zehnerdiode gemäß Abbildung 5.21 verwendet werden. Durch die prozessbedingte Schwankung der Schwellenspannung kann der Spannungswert, ab dem die Begrenzung einsetzt, jedoch nicht sehr präzise eingestellt werden. Aus diesem Grund ist es häufig vorteilhaft, eine Schutzschaltung mit Spannungsreferenz gemäß Abbildung 5.22 einzu-

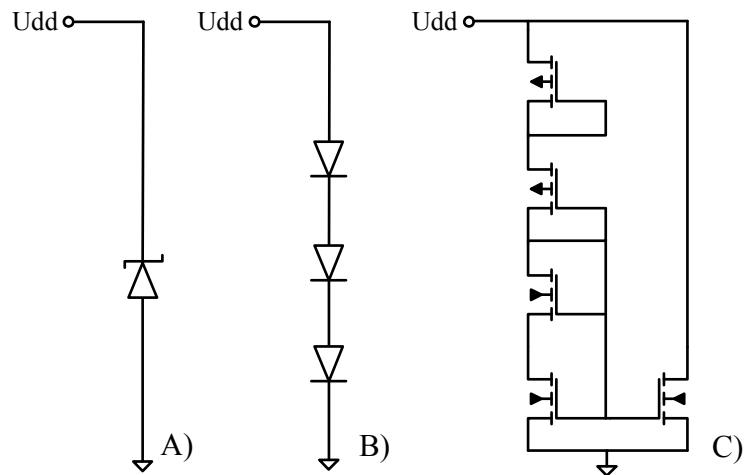


Abbildung 5.21: Überspannungsschutz mit Dioden - A) Zener-Diode B) Diodenkette C) elektronische Zenerdiode

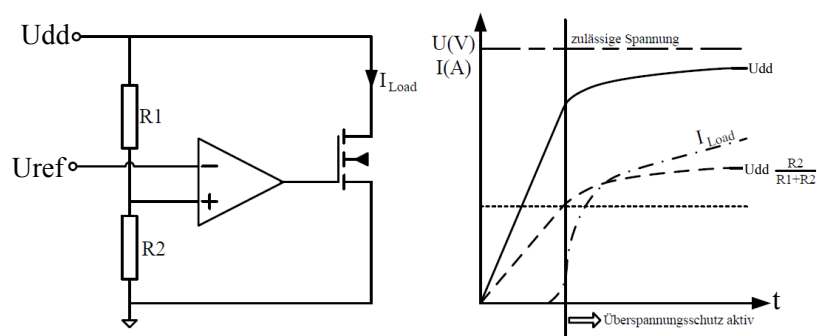


Abbildung 5.22: Überspannungsschutz mit externer Spannungsreferenz

setzen. Die Versorgungsspannung wird hier über einen resistiven Spannungsteiler mit einem festen Referenzwert verglichen. Ein Komparator schaltet bei Überschreitung eines Maximalwerts einen Passtransistor auf, so dass die Versorgungsspannung kurzgeschlossen wird, bis sie auf einen erlaubten Wert reduziert ist.

Kapitel 6

Ergebnisse

Das analoge Front-End mit Temperatursensor wurde unter Verwendung eines $0,35\text{ }\mu\text{m}$ Standard-CMOS-Prozesses gefertigt. Neben dem gesamten Chip wurden auch einzelne Schaltungskomponenten zum separaten Funktionstest vorgesehen. Die Schaltungen zur Gleichrichtung bilden den inhaltlichen Schwerpunkt dieser Arbeit und wurden daher in verschiedenen Versionen hergestellt. Abbildung 6.1 zeigt ein Chipfoto des Front-Ends, Abbildung 6.2 zeigt die Teststrukturen mit verschiedenen UHF Gleichrichter-Schaltungen. Die Chipfläche beträgt $1,3\text{ mm} \times 1,7\text{ mm}$. Über 70% dieser Fläche werden von Stützkondensatoren und hochohmigen Widerständen beansprucht. Sämtliche Blöcke wurden zunächst mit Messnadeln manuell auf dem Waferprober vermessen. Im Folgenden werden die Messergebnisse zusammengefasst und mit den Ergebnissen der numerischen Spice-Simulation und der Schaltungsanalyse verglichen. So werden die theoretisch hergeleiteten Zusammenhänge für die Eingangsimpedanz, die Spannungserhöhung und den Ausgangswiderstand des Gleichrichters messtechnisch verifiziert.

6.1 Gleichrichter

In Kapitel 4 wurden Schaltungstopologien zur effizienten Gleichrichtung einer hochfrequenten Antennenspannung entworfen. Neben der herkömmlichen Villard-Schaltung wurden verschiedene Gleichrichterschaltungen mit Schwellenspannungskompensation von Transistoren vorgestellt.

Es wurden drei verschiedene Schaltungstopologien in unterschiedlichen Varianten gefertigt. Hierbei handelt es sich um

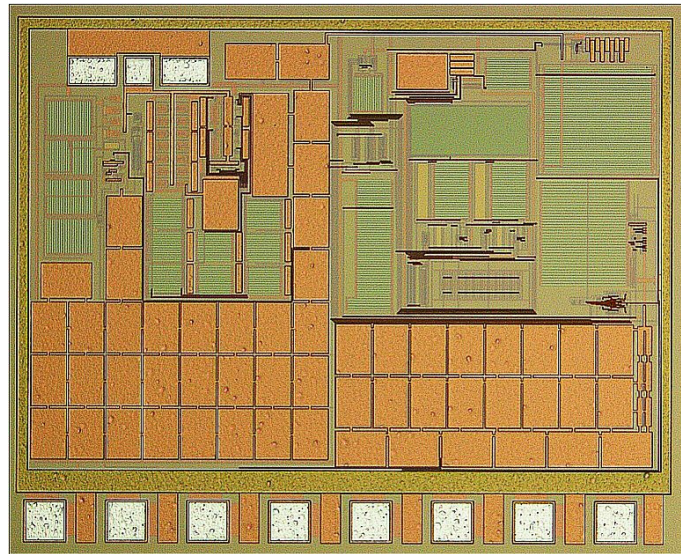


Abbildung 6.1: Chipfoto des analogen UHF Front-End. Die Chipfläche beträgt 1,3 mm x 1,7 mm inklusive Testpads

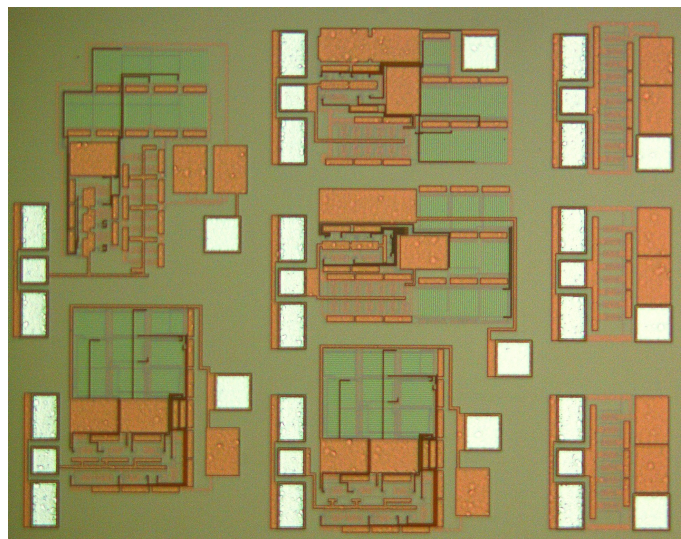


Abbildung 6.2: Chipfoto der gefertigten Gleichrichter-Schaltungen. Die drei rechten Topologien stellen Varianten der Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden dar. Die übrigen Strukturen verwenden Transistoren mit Kompensation der Schwellenspannung.

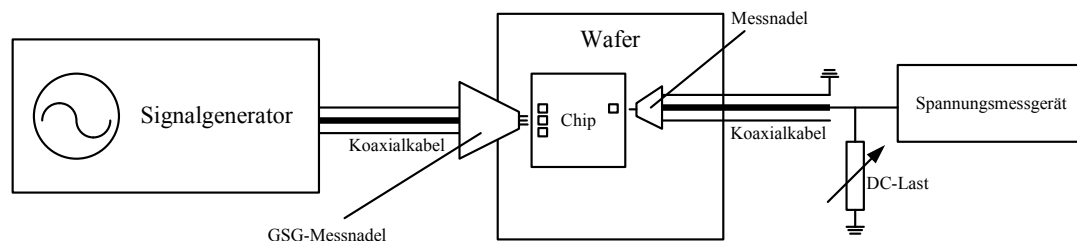


Abbildung 6.3: Messaufbau zur Charakterisierung der Gleichrichter

- die Villard-Schaltung
- die Schaltungstopologie mit Hilfsleichrichter gemäß Abschnitt 4.2.4 und
- den Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensation.

Alle Gleichrichter wurden an einem $50\ \Omega$ Messplatz mit GSG (Ground-Signal-Ground) -Nadeln gemäß Abbildung 6.3 vermessen. Zur Bestimmung der Sensitivität und des Übertragungsverhaltens wurde eine konstante Trägerwelle mit der Frequenz $f = 868\ \text{MHz}$ an den Eingang angelegt. Die Leistung wurde schrittweise erhöht, so dass die Ausgangsspannung Werte zwischen $0\ \text{V}$ und $3.5\ \text{V}$ annahm. Ausgangsseitig wurden unterschiedliche Lastwiderstände eingesetzt, um den Ausgangswiderstand des Gleichrichters zu bestimmen. Die Ermittlung der komplexen Eingangsimpedanz der verschiedenen Schaltungen erfolgte bei unterschiedlichen Eingangsleistungen und Lastwiderständen.

Am Messplatz erfolgte keine Leistungsanpassung, die Gleichrichter wurden direkt kontaktiert. Die Leistungsverluste durch Fehlanpassung können jedoch berechnet und im Vergleich mit dem analytischen Modell berücksichtigt werden. Die numerische Simulation erfolgte sowohl mit einer $50\ \Omega$ -Spannungsquelle gemäß dem Messsystem, als auch mit dem Ersatzschaltbild einer induktiv angepassten Antenne mit einem Strahlungswiderstand von $300\ \Omega$.

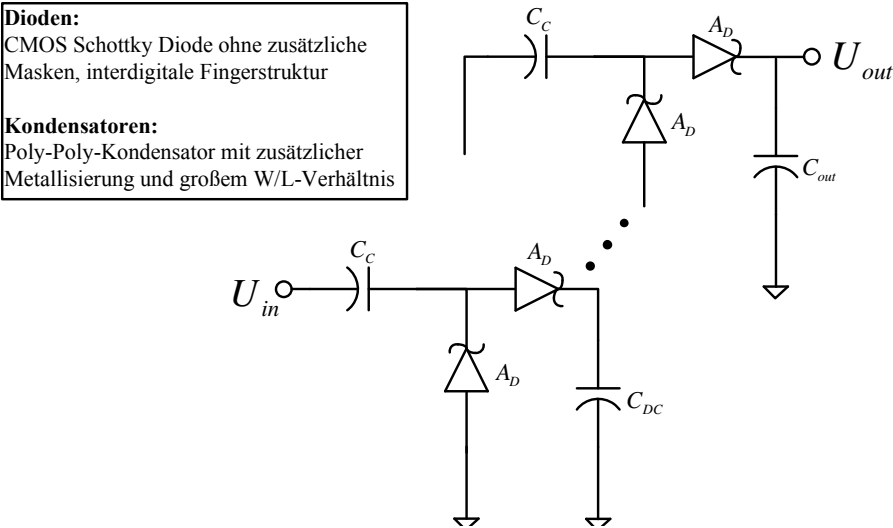


Abbildung 6.4: Implementierte Villard-Schaltung gemäß Kapitel 4

Parameter	Zeichen	Wert
Koppelkondensator	C_C	1,2 pF
Fläche der Schottky-Diode	A_D	10 μm^2
Anzahl der Stufen	N	5
Ausgangskondensator	C_{out}	40 pF
Kondensatoren auf Seite der Gleichspannung	C_{DC}	1,6 pF

Tabelle 6.1: Dimensionierung der Vilard Schaltung

6.1.1 Villard-Schaltung

Die Villard-Schaltung wurde gemäß der Optimierung in Kapitel 4 mit $N = 5$ Stufen und einer Diodenfläche $A = 10 \mu\text{m}^2$ gefertigt. Die Schaltung ist in Abbildung 6.4 gezeigt. Tabelle 6.1 zeigt die Dimensionierung der Bauteile. Die Koppelkondensatoren haben hier eine Kapazität von 1,2 pF. Abbildung 6.5 zeigt das Messergebnis der Kennlinie bei verschiedenen Lastwiderständen. Bei einem typischen Lastwiderstand von $333\text{k}\Omega$ liegt bei einer verfügbaren Leistung $P_V = 0 \text{ dBm}$ eine ausreichende Ausgangsspannung von 1,74 V vor. Abbildung 6.6 zeigt den Vergleich zwischen numerischer Simulation, Berechnung und Messung der Schaltung. Unter Berücksichtigung typischer prozessbedingter Schwankungen der Schwellenspannung, der Kondensator-Größen und der Schwankung von parasitären Kapazitäten und Widerständen stimmen die Ergebnisse von Messung, numerischer Simulation und analytischer Berechnung überein.

Abbildung 6.7 zeigt das Simulationsergebnis der Schaltung bei einem Antennenwiderstand von 300Ω und induktiver Anpassung mit einer parallelen Induktivität. Der Lastwiderstand beträgt auch hier $333 \text{ k}\Omega$. Bei einer verfügbaren Leistung $P_V = -8 \text{ dBm}$ ist die Spannung für den Betrieb eines Transponders ausreichend. Gemäß der Frii'schen Formel (2.13) entspricht dies bei einer Sendeleistung $P_{EIRP} = 3,28 \text{ W}$ einem Abstand $d = 3,89 \text{ m}$. Abbildung 6.8 zeigt das Ergebnis der Messung der Ausgangsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen. In Abbildung 6.9 ist der gemessene Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung U_{out} und Laststrom I_{Load} dargestellt.

6.1.2 Schaltungstopologie mit Hilfsgleichrichter

In Kapitel 4 wurde der Gleichrichter mit U_{th} -Kompensation über einen parallel geschalteten Hilfsgleichrichter entworfen. Die Dimensionierung ergab eine Anzahl von $N_1 = 5$ Stufen im Hauptgleichrichter und $N_2 = 7$ Stufen im Hilfsgleichrichter. Die implementierte Schaltung ist in Abbildung 6.10 dargestellt. Tabelle 6.2 zeigt die Dimensionierung der Bauteile. Im Folgenden werden die mit dieser Schaltung erzielten Ergebnisse vorgestellt. Abbildung 6.11 zeigt die gemessenen Kennlinien dieses Gleichrichters bei verschiedenen Lastwiderständen. Abbildung 6.12 zeigt den Vergleich zwischen Simulation und Messung bei einem typischen Lastwiderstand $R_{Load} = 333\text{k}\Omega$. Unter Berücksichtigung von Schwankungen der Absolutwerte von inte-

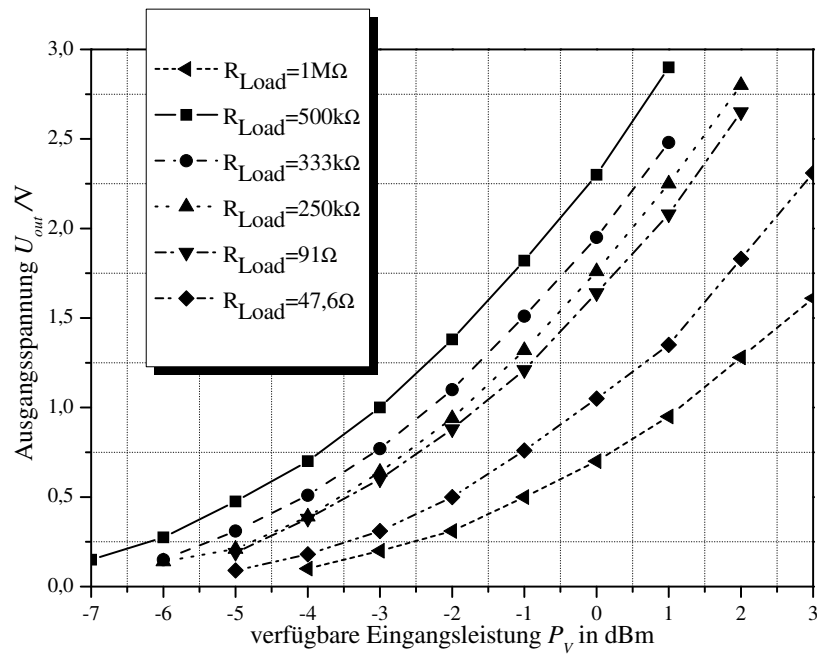


Abbildung 6.5: Gemessenes Übertragungsverhalten der Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden im 50Ω -System. Die Diodenfläche beträgt $A = 10 \mu\text{m}^2$, die Anzahl der Stufen beträgt $N = 5$ und die Größe der Koppelkondensatoren beträgt $C_C = 1,2 \text{ pF}$.

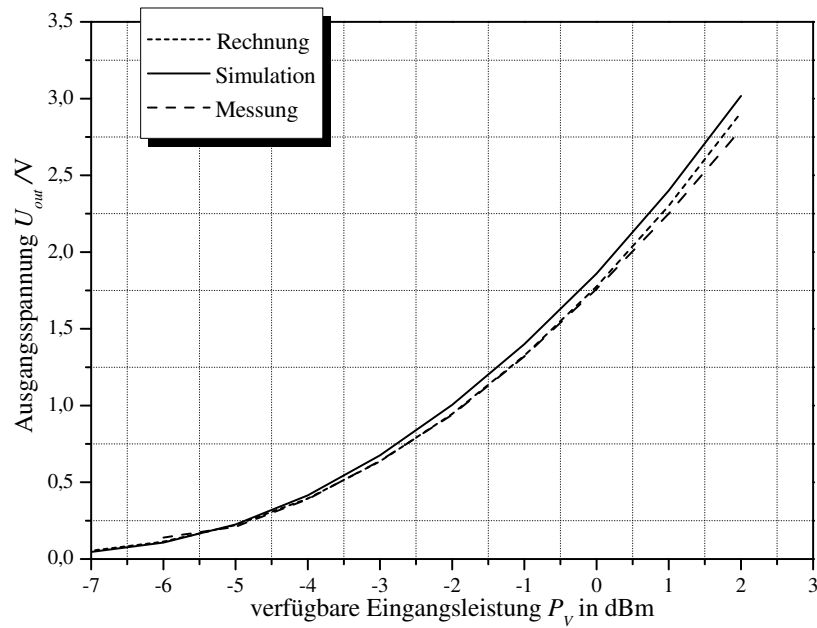


Abbildung 6.6: Vergleich zwischen Berechnung, Simulation und Messung der 5-stufigen Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden bei einem Lastwiderstand von 333 k Ω im 50 Ω -Messsystem.

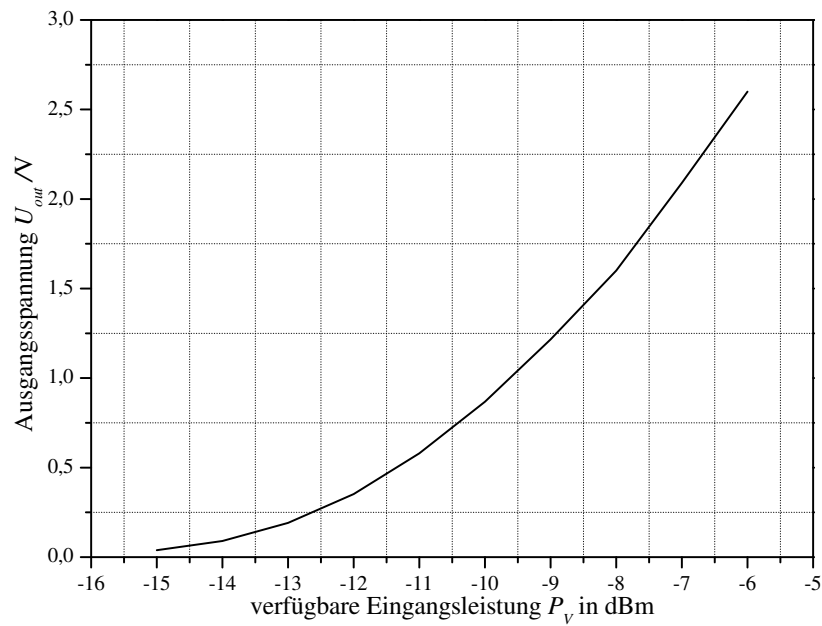


Abbildung 6.7: Simulationsergebnis der Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden bei einem Antennenwiderstand $R_S = 300\Omega$ und induktiver Anpassung

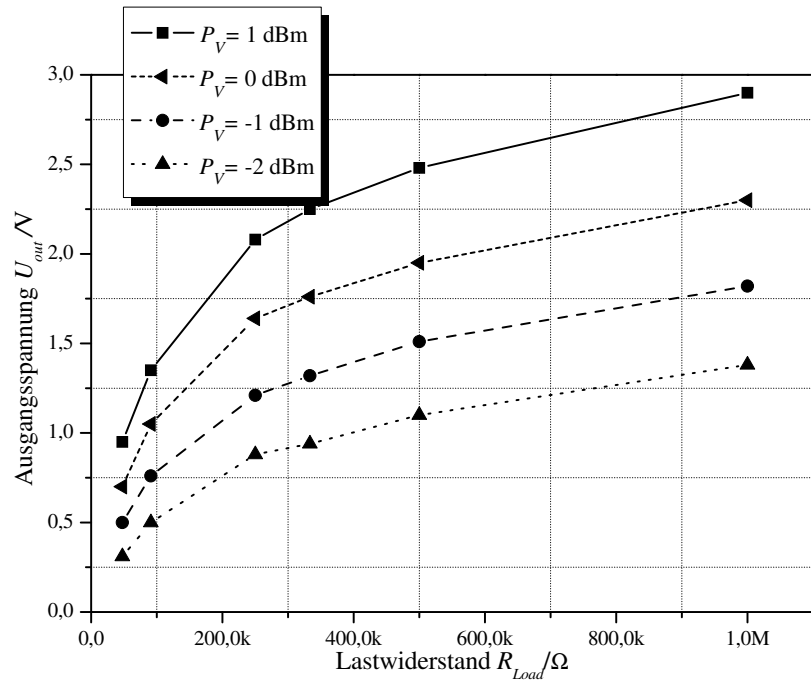


Abbildung 6.8: Gemessene Ausgangsspannung der Villard-Schaltung bei verschiedenen verfügbaren Leistungen im 50Ω -Messsystem (in Abhängigkeit vom Lastwiderstand)

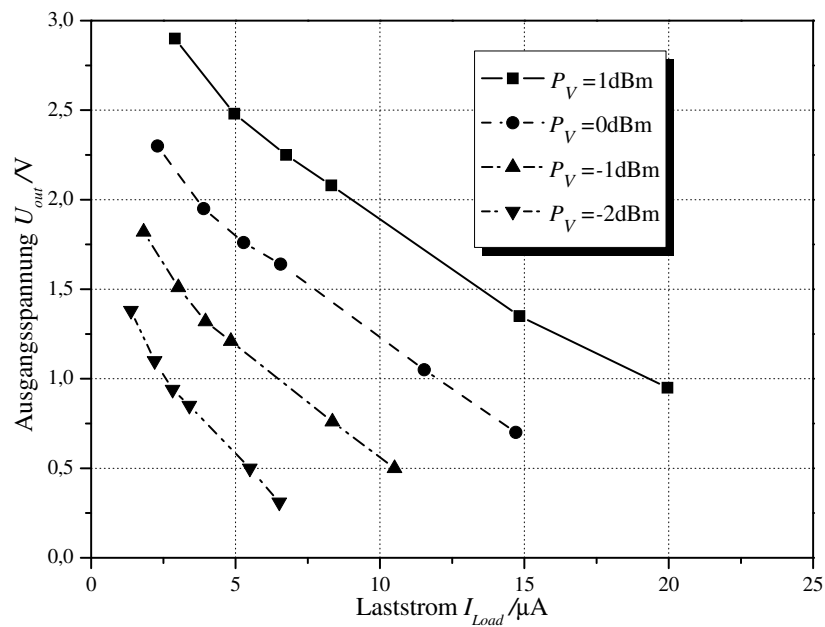


Abbildung 6.9: Gemessene Ausgangsspannung der Villard-Schaltung bei verschiedenen verfügbaren Leistungen im 50Ω -Messsystem (in Abhängigkeit vom Laststrom)

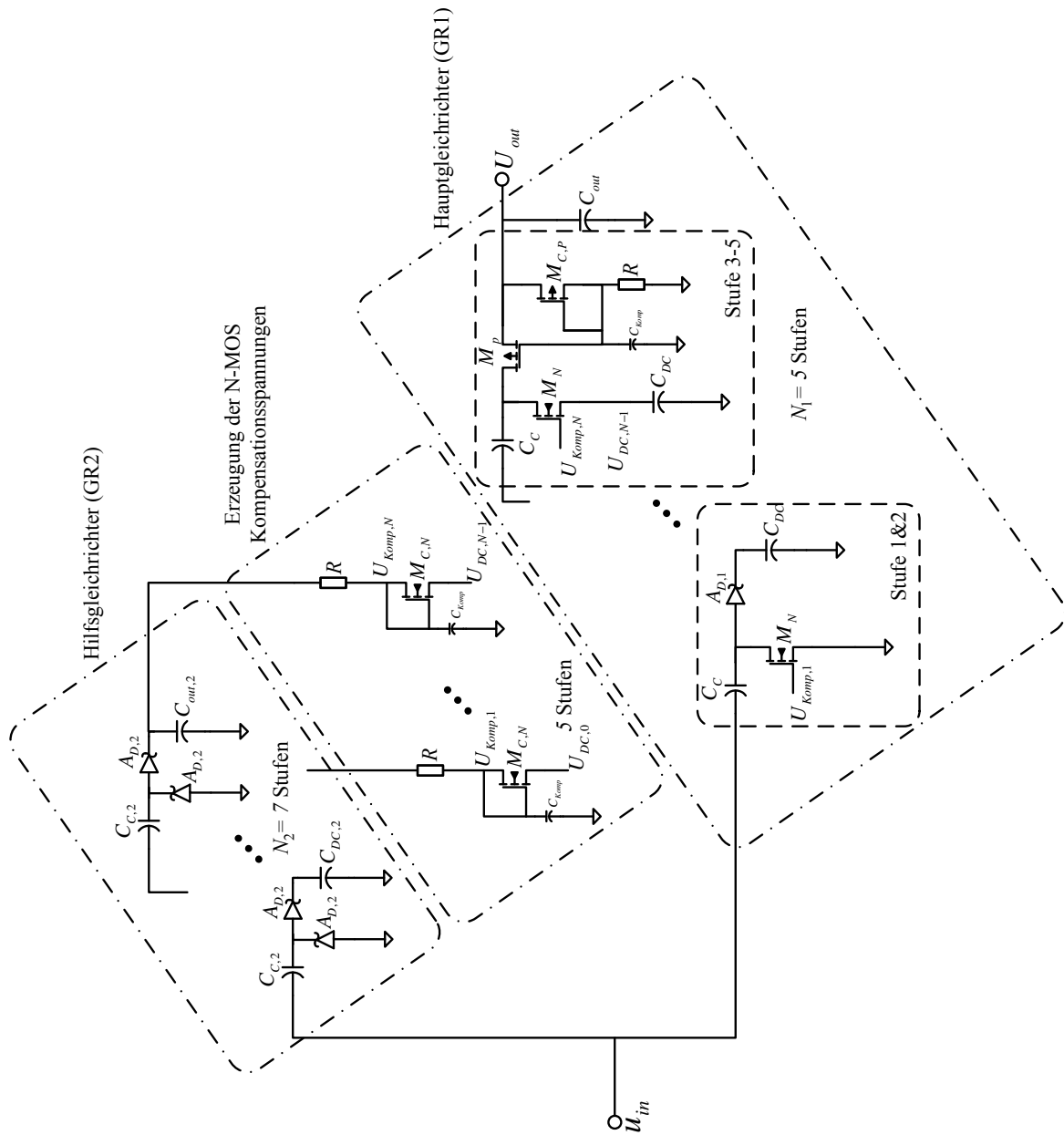


Abbildung 6.10: Implementierter Gleichrichter mit Hilfsgleichrichter zur U_{th} -Kompensation gemäß Kapitel 4

Parameter	Zeichen	Wert
Koppelkondensator im Hauptgleichrichter GR1	C_C	1,2 pF
Koppelkondensator im Hilfsgleichrichter GR2	C_{C2}	600 fF
Fläche der Schottky-Diode im Hauptgleichrichter GR1	A_D	10 μm^2
Fläche der Schottky-Dioden im Hilfsgleichrichter GR2	A_{D2}	3 μm^2
Anzahl der Stufen im Hauptgleichrichter GR1	N_1	5
Anzahl der Stufen im Hilfsgleichrichter GR2	N_2	7
Ausgangskondensator des Hauptgleichrichters GR1	C_{out}	40 pF
Ausgangskondensator des Hilfsgleichrichters GR2	$C_{out,2}$	15 pF
Kondensatoren auf Seite der Gleichspannung im Hauptgleichrichter GR1	C_{DC1}	1,6 pF
Kondensatoren auf Seite der Gleichspannung im Hilfsgleichrichter GR2	C_{DC2}	1,2 pF
Widerstände in der Schaltung zur Erzeugung der Kompensationsspannung	R	1 M Ω
Kondensatoren in der Schaltung zur Erzeugung der Kompensationsspannung	C_{Komp}	1 pF
W/L Verhältnis der Transistoren in der Kompensationsschaltung	M_C	1 μm /1 μm
W/L Verhältnis der Transistoren im Hauptgleichrichter GR1	M	15 μm /0,36 μm

Tabelle 6.2: Dimensionierung des Gleichrichters mit Hilfsgleichrichter zur U_{th} -Kompensation gemäß Kapitel 4

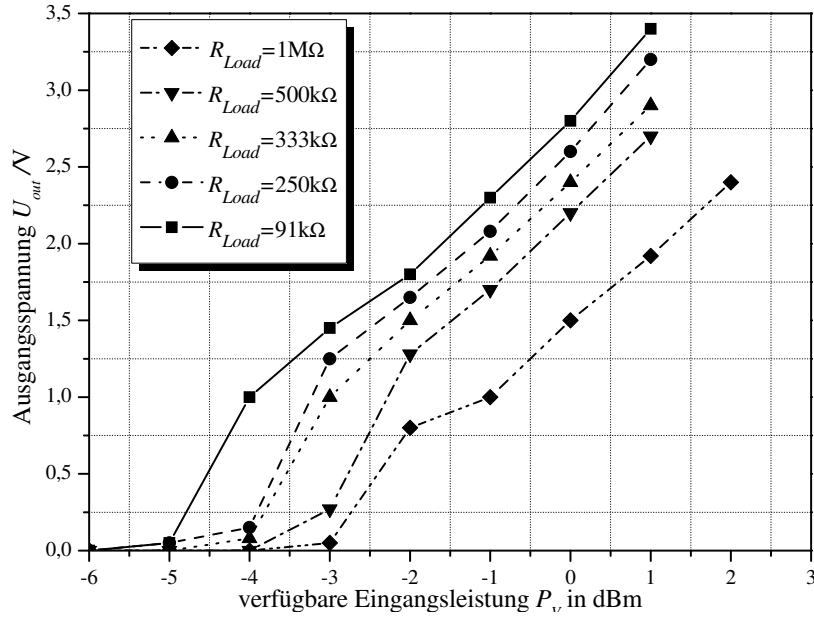


Abbildung 6.11: Gemessenes Übertragungsverhalten des Gleichrichters bei Verwendung eines Hilfsgleichrichters zur Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung im 50Ω -Messsystem

grierten Kondensatoren, Dioden und parasitären Elementen stimmen die Ergebnisse überein. Hier ist zu berücksichtigen, dass eine Schwankung des Spannungsverlustes $\Delta u_{drop} = 50 \text{ mV}$ bei einer Diode bereits zu einer Schwankung der Ausgangsspannung $\Delta U_{out} = 0,5 \text{ V}$ führt. Abbildung 6.13 zeigt den simulierten Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und verfügbarer Leistung bei Verwendung einer Antenne mit einem Strahlungswiderstand $R_S = 300\Omega$ und induktiver Anpassung. Bereits bei einer verfügbaren Leistung $P_V = -10 \text{ dBm}$ liegt eine Ausgangsspannung $U_{out} = 1,5 \text{ V}$ vor. Dies entspricht gemäß Formel 2.13 bei einer Sendeleistung $P_{EIRP} = 3,28 \text{ W}$ einer Reichweite $d = 4,9 \text{ m}$. Abbildung 6.14 zeigt das Ergebnis der Messung der Ausgangsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen. In Abbildung 6.15 ist der gemessene Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung U_{out} und Laststrom I_{Load} dargestellt.

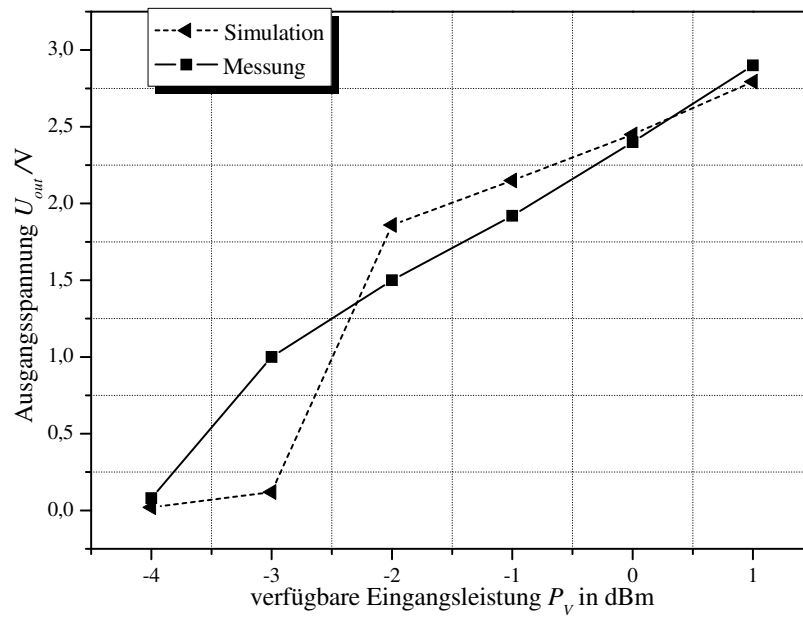


Abbildung 6.12: Ausgangsspannung bei Verwendung eines Hilfsgleichrichters zur Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung im 50Ω -Messsystem bei einer Last $R_{Load} = 333k\Omega$.

Parameter	Zeichen	Wert
Koppelkondensator	C_C	1,2 pF
Koppelkondensator in den oberen Stufen	C_{C2}	400 fF
Fläche der Schottky-Dioden zum Startup der vertikalen N-Kanal Transistoren	$A_{D,S}$	$2 \mu m^2$
Fläche der Schottky-Diode im horizontalen Zweig der ersten Stufe	A_D	$10 \mu m^2$
Fläche der Schottky-Dioden im vertikalen Zweig der oberen Stufen	$A_{D,high}$	$3 \mu m^2$
Ausgangskondensator des Gleichrichters	C_{out}	40 pF
Ausgangskondensator der obersten Stufe	$C_{out,high}$	15 pF
Kondensatoren auf Seite der Gleichspannung	C_{DC1}	1,6 pF
W/L Verhältnis der Transistoren	M	$15\mu m/0,36\mu m$

Tabelle 6.3: Dimensionierung des Gleichrichters mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensation gemäß Kapitel 4

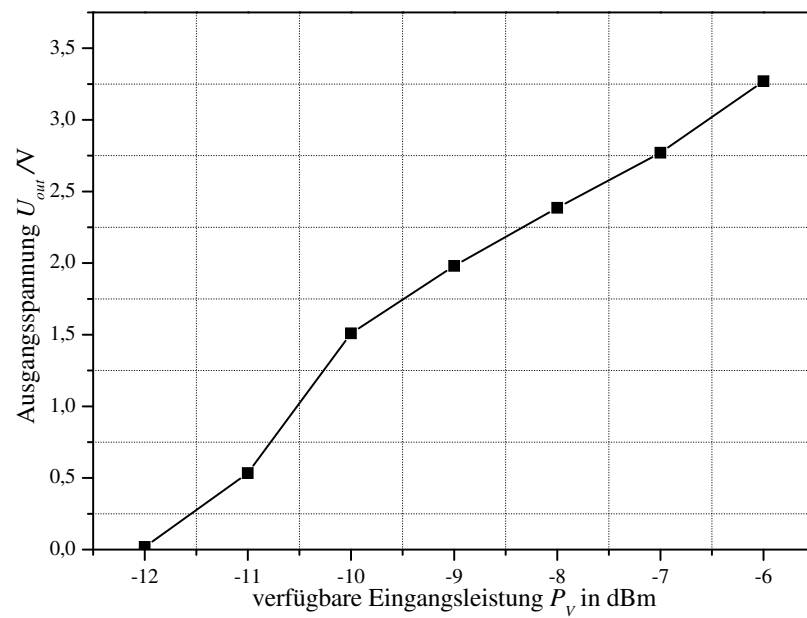


Abbildung 6.13: Simulation der Ausgangsspannung des Gleichrichters mit Hilfsgleichrichter zur U_{th} -Kompensation bei einem Antennenwiderstand $R_S = 300\Omega$ und induktiver Anpassung. Der Lastwiderstand beträgt $R_{Load} = 333k\Omega$.

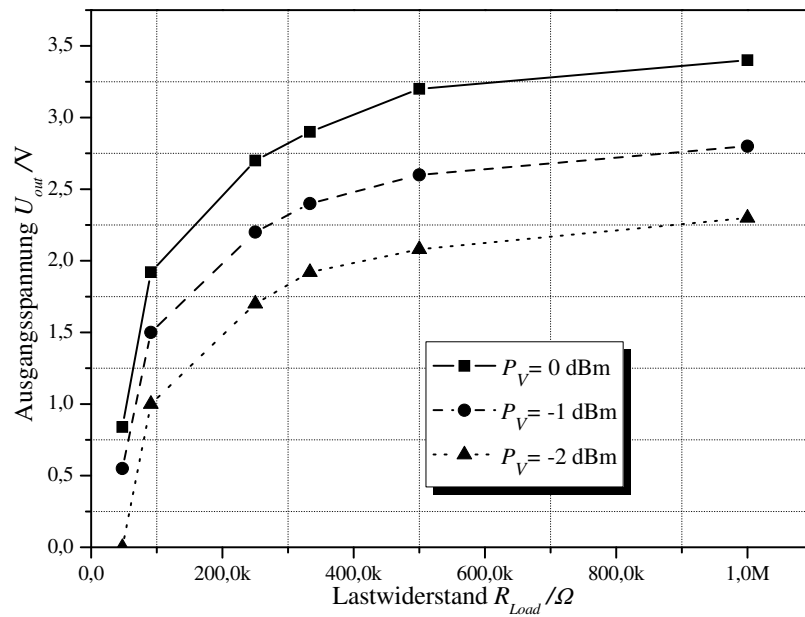


Abbildung 6.14: Gemessene Ausgangsspannung des Gleichrichters mit Hilfsgleichrichter zur U_{th} -Kompensation bei verschiedenen verfügbaren Leistungen im 50 Ω -Messsystem

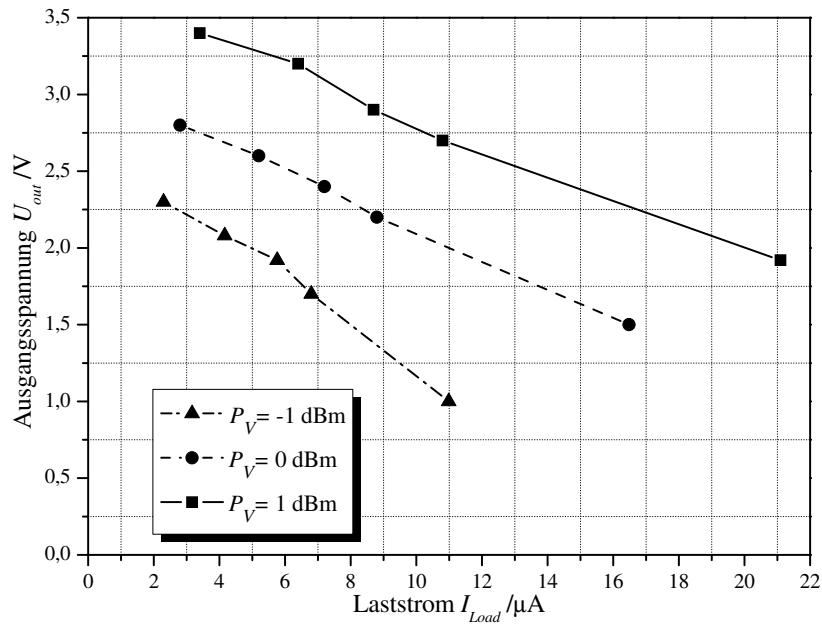


Abbildung 6.15: Gemessene Ausgangsspannung des Gleichrichters mit Hilfsgleichrichter zur U_{th} -Kompensation bei verschiedenen verfügbaren Leistungen im 50 Ω -Messsystem

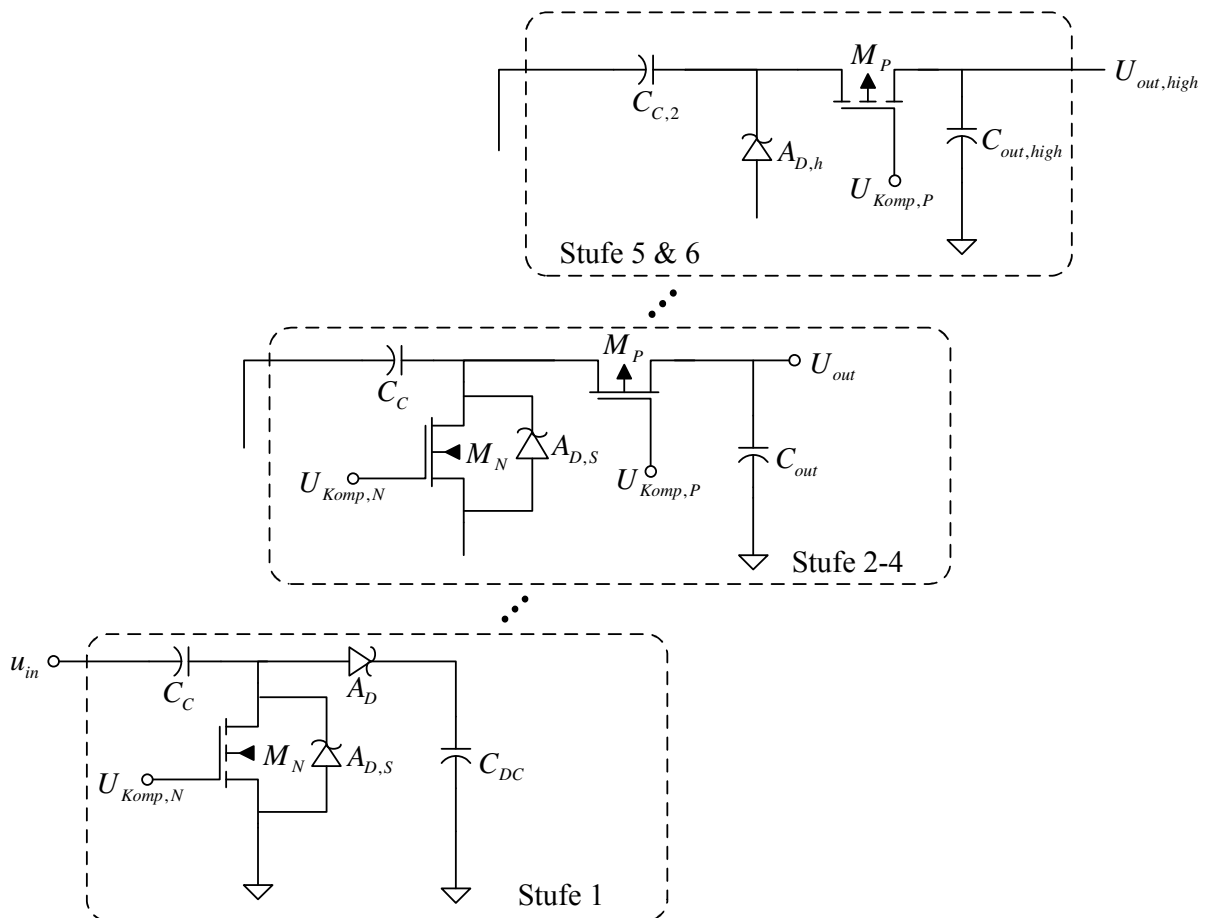


Abbildung 6.16: Implementierter Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensation gemäß Kapitel 4

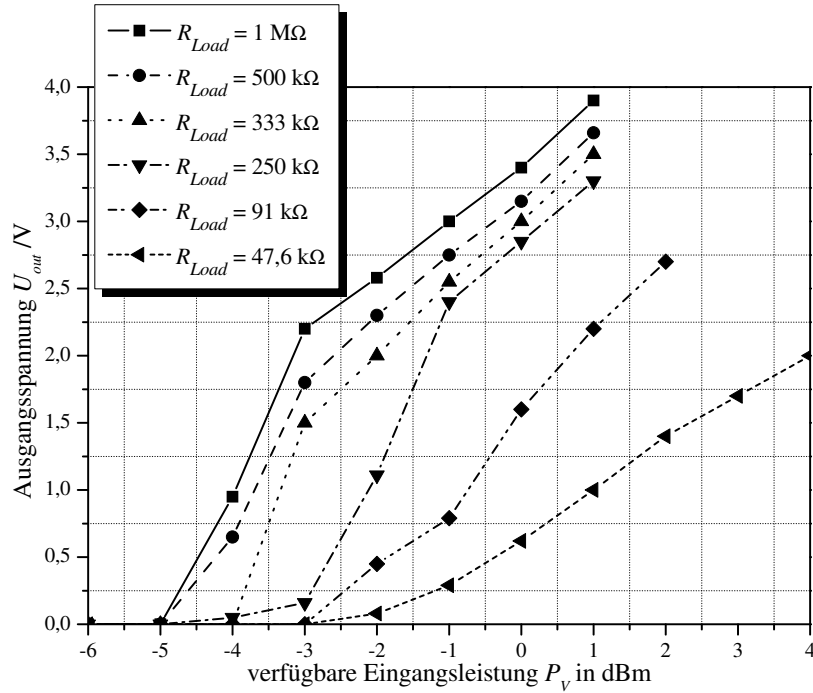


Abbildung 6.17: Gemessenes Übertragungsverhalten des Gleichrichters mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung im 50 Ω -Messsystem

6.1.3 Schaltungstopologie mit interner Erzeugung der Kompensationsspannung

In Kapitel 4 wurde der Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensation vorgestellt. Die implementierte Schaltung ist in Abbildung 6.16 dargestellt. Tabelle 6.3 zeigt die Dimensionierung der Bauteile. Abbildung 6.17 zeigt für diese Schaltung das Ergebnis der Messung der Ausgangsspannung U_{out} in Abhängigkeit von der verfügbaren Eingangsleistung P_V für verschiedene Lastwiderstände R_{Load} im 50 Ω -Messsystem. Abbildung 6.18 zeigt den Vergleich zwischen der numerischen Simulation und der Messung der Ausgangsspannung bei verschiedenen Lastwiderständen.

Abbildung 6.19 zeigt den simulierten Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und verfügbarer Leistung bei Verwendung einer Antenne mit einem Strahlungswiderstand $R_S = 300\Omega$ und induktiver Anpassung. Bei einer verfügbaren Leistung $P_V \approx -9,5$ dBm liegt eine Ausgangsspannung $U_{out} = 1,5$ V vor. Dies entspricht gemäß Formel 2.13 bei einer Sendeleistung $P_{EIRP} = 3,28$ W einer Reichweite $d = 4,63$ m.

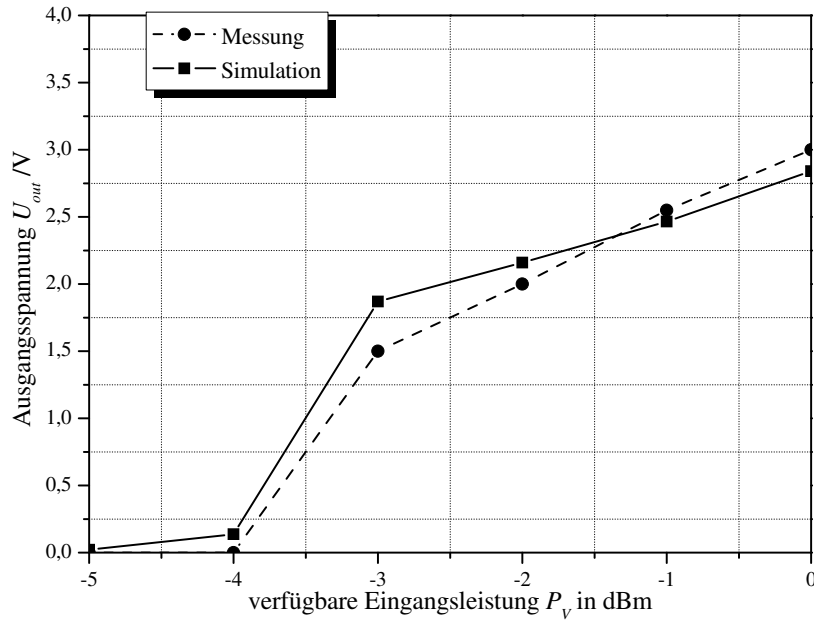


Abbildung 6.18: Vergleich zwischen Simulation und Messung der Ausgangsspannung des Gleichrichters mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung im 50Ω -Messsystem. Der Lastwiderstand beträgt hier $R_{Load} = 333\text{ k}\Omega$.

6.1.4 Vergleich der Gleichrichter-Schaltungen

Abbildung 6.20 zeigt die Messergebnisse der drei Schaltungstopologien zur Gleichrichtung und Spannungserhöhung bei einem Lastwiderstand von $1M\Omega$ im 50Ω -Messsystem. Die herkömmliche Villard-Schaltung weist die geringste Sensitivität auf. Erst bei einer verfügbaren Leistung $P_V = -1,5\text{ dBm}$ wird eine Ausgangsspannung von $1,5\text{ V}$ erreicht. Die Schaltungstopologie mit Hilfsgleichrichter zum Erzeugen der U_{th} -Kompensation erreicht bei $P_V = -2,7\text{ dBm}$ eine Ausgangsspannung von $1,5\text{ V}$. Die Schaltungstopologie mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensation erreicht bei einer verfügbaren Leistung von $P_V = -3,6\text{ dBm}$ eine Ausgangsspannung von $1,5\text{ V}$. Dies entspricht einer Erhöhung der Reichweite um 27% gegenüber der Villard-Schaltung. In Tabelle 6.4 sind die gemessenen Eingangsimpedanzen der Gleichrichter dargestellt. Erwartungsgemäß weist der Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung gegenüber dem Gleichrichter mit Hilfsgleichrichter eine deutlich gesenkte Eingangskapazität auf. Bei bekannter Eingangsimpedanz kann die Eingangsleistung P_{in} des Gleichrichters berechnet werden. Unter der Bedingung, dass der Chip ideal an die Antenne angepasst

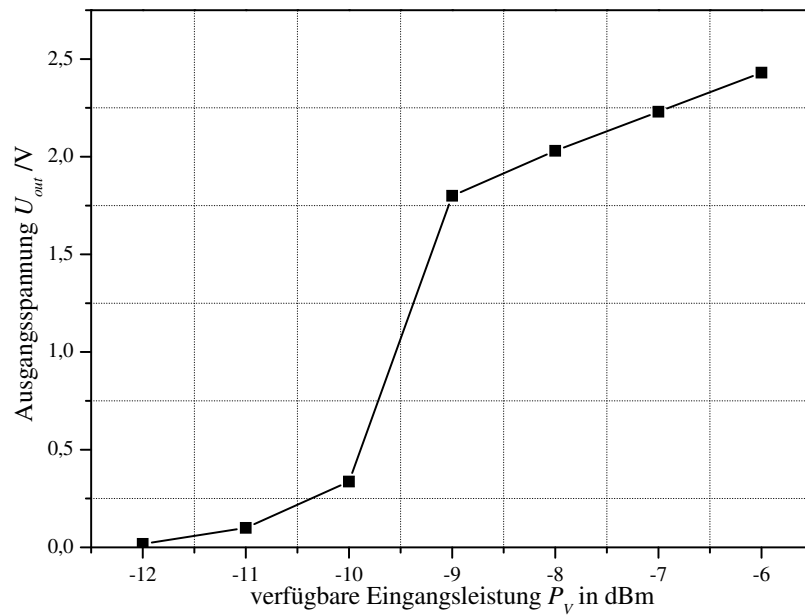


Abbildung 6.19: Simulationsergebnis der Ausgangsspannung des Gleichrichters mit interner U_{th} -Kompensation bei einem Antennenwiderstand $R_S = 300\Omega$ und induktiver Anpassung. Der Lastwiderstand beträgt hier $R_{Load} = 333\text{ k}\Omega$.

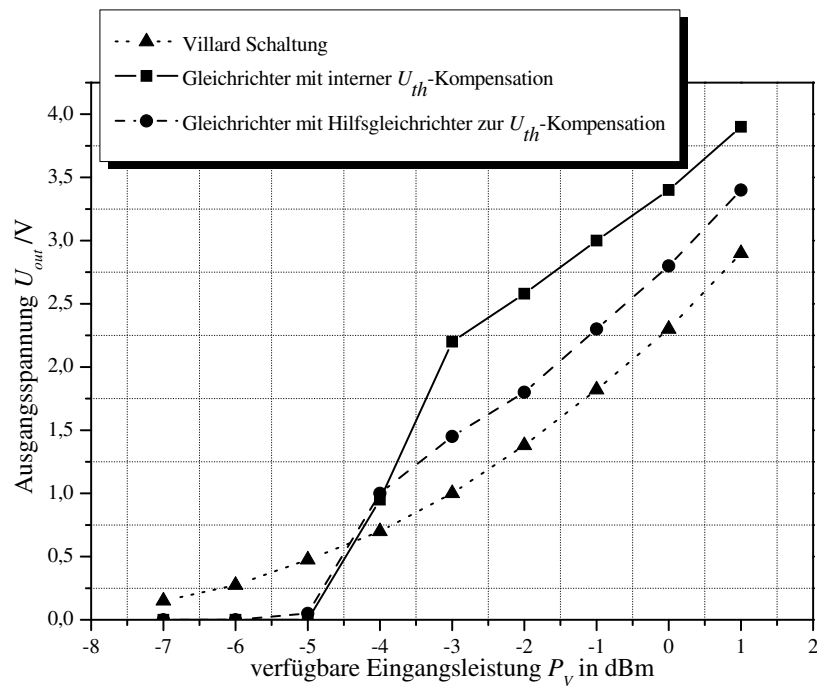


Abbildung 6.20: Vergleich der verschiedenen Schaltungstopologien des Gleichrichters im 50Ω -Messsystem. Der Lastwiderstand beträgt hier $R_{Load} = 1M\Omega$

Schaltungstopologie	Z_{in}	$R_{in,parallel}$	$C_{in,parallel}$
Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden	$22 - j115$	620Ω	$1,54pF$
Gleichrichter mit Hilfsleichrichter zur U_{th} -Kompensationsspannung	$17 - j122$	896Ω	$1,47pF$
Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung	$20 - j167$	$1,4k\Omega$	$1,08pF$

Tabelle 6.4: Eingangsimpedanz der Gleichrichter Schaltungen

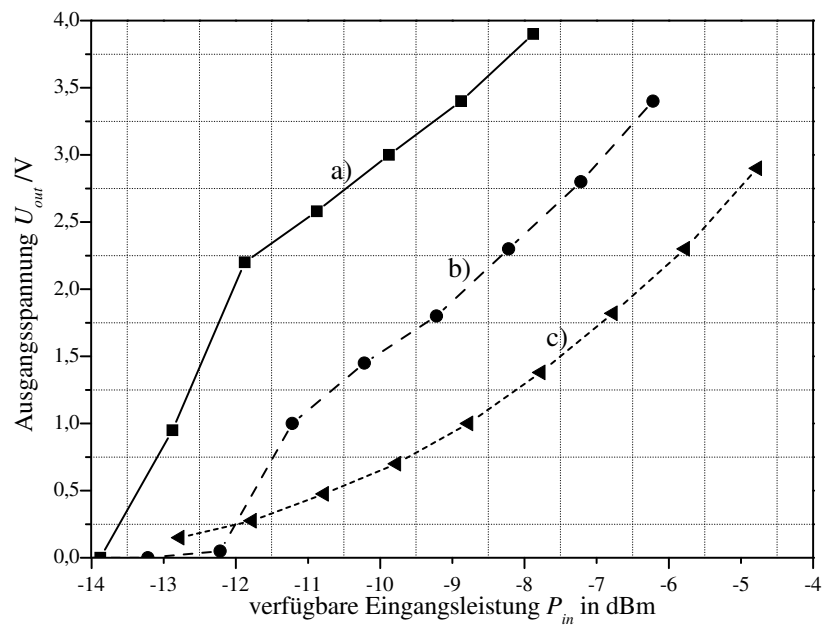


Abbildung 6.21: Ausgangsspannungen der verschiedenen Gleichrichter-Strukturen in Abhängigkeit von der Eingangsleistung. a): Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung, b): Gleichrichter mit Hilfsleichrichter zur Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung, c): herkömmliche Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden

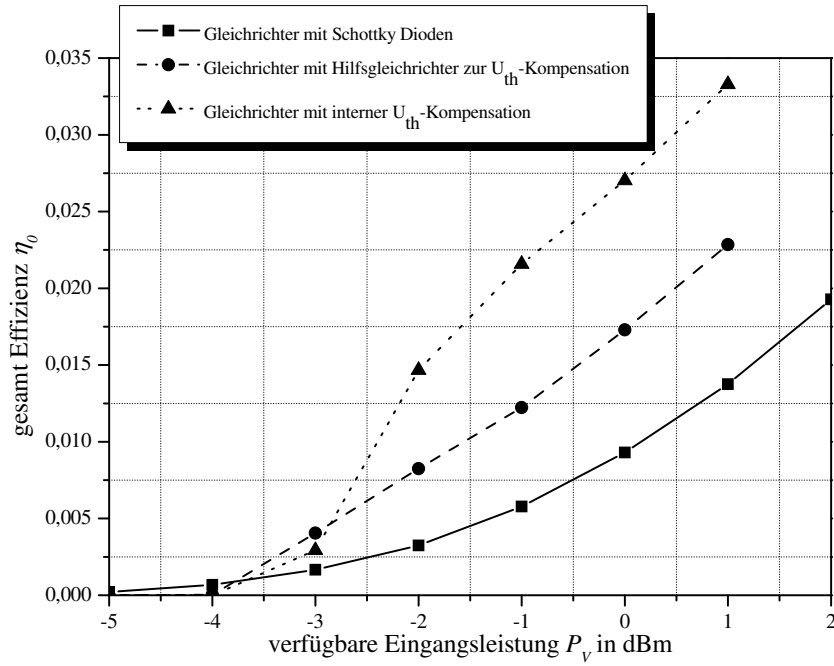


Abbildung 6.22: Gesamt Effizienz η_0 der verschiedenen Schaltungstopologien im 50 Ω -Messsystem

ist, handelt es sich bei der Eingangsleistung P_{in} um die verfügbare Leistung P_V . Die Ausgangsspannung der verschiedenen Gleichrichtertopologien ist in Abbildung 6.21 in Abhängigkeit von der Eingangsleistung dargestellt. Abbildung 6.22 zeigt die Gesamt-Effizienz η_0 der verschiedenen Gleichrichter im 50 Ω -Messsystem. Aufgrund der höchsten Ausgangsspannung erreicht der Gleichrichter mit interner Erzeugung der U_{th} -Kompensationsspannung auch hier die höchsten Werte. Abbildung 6.23 zeigt die gemessene Gleichrichter Effizienz η_R der verschiedenen Schaltungen in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Die Ergebnisse in [10] sind mit denen dieser Arbeit vergleichbar, wobei berücksichtigt werden muss, dass hier ein spezieller *Silicon-on-Sapphire*-Prozess [10] verwendet wurde. In [32] wird -wie auch in dieser Arbeit- ein Standard-CMOS-Prozess eingesetzt. Die Sensitivität des Gleichrichters konnte gegenüber diesem Ergebnis ohne zusätzliche Prozessschritte um 4dBm verbessert werden.

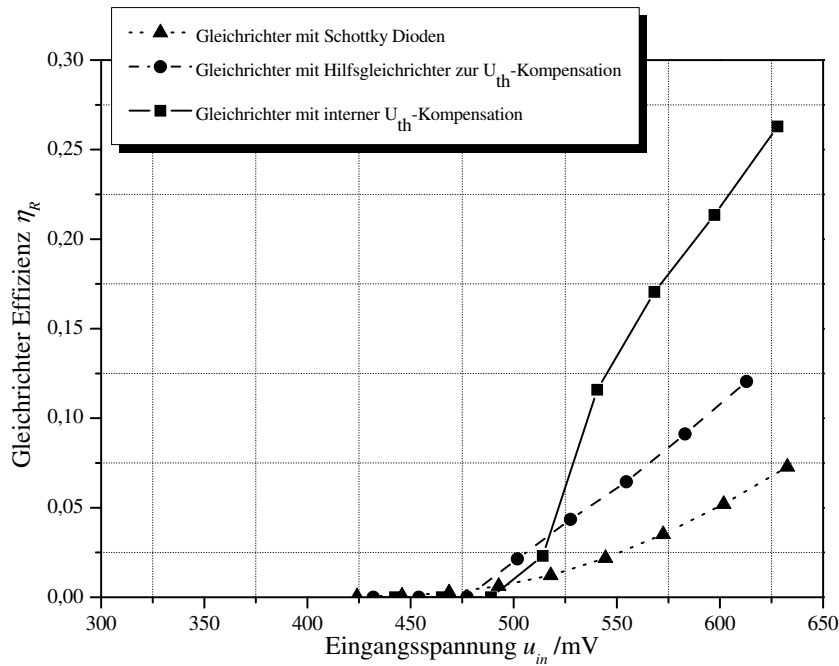


Abbildung 6.23: gemessene Gleichrichter-Effizienz η_0 der verschiedenen Schaltungstopologien in Abhängigkeit der Eingangsspannung

6.2 Demodulator

Zur Vermessung des Demodulators wurde ein amplitudenmoduliertes Signal mit einer Datenrate von 40 kHz und einer Trägerfrequenz von 868 MHz aus einem Signalgenerator über eine GSG-Nadel direkt auf den Transponder Eingang geführt. Am Ausgang wurde das digitale Signal gemessen. Zur Verifikation der Demodulatorschaltung wurden zunächst keine PIE-Codierten Daten verwendet, sondern eine einfache Folge von Nullen und Einsen. Abbildung 6.24 zeigt, dass das Signal korrekt demoduliert wird. In diesem Fall beträgt die Eingangsleistung 0 dBm. Eine veränderte Eingangsleistung hat (oberhalb der Ansprechempfindlichkeit) keinen Einfluss auf die Demodulation.

6.3 Takterzeugung

Der lokale Oszillator schwingt bei einer Taktrate von 640 kHz. Das gemessene Signal ist in Abbildung 6.25 dargestellt. Abweichungen der tatsächlich gemessenen Frequenz von der Frequenz gemäß der Simulation unter typischen Bedingungen sind

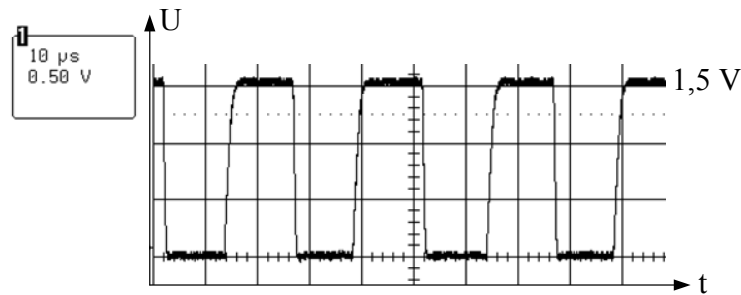


Abbildung 6.24: Gemessene Ausgangsspannung des Demodulators

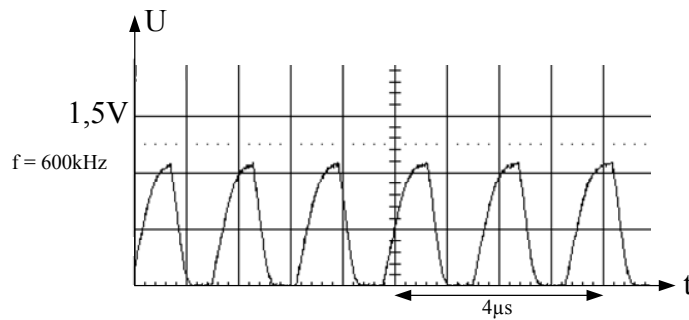


Abbildung 6.25: Gemessene Ausgangsspannung des Oszillators

durch Schwankungen von Bauelement Parametern wie der Schwellenspannung von Transistoren und der Schwankung von verschiedenen Kapazitäten zu begründen.

6.4 Bandgap-Spannungsreferenz

Die Spannungsreferenz liefert eine konstante Ausgangsspannung von ca. 1,2 V. Abbildung 6.26 zeigt den Verlauf der Referenzspannung in Abhängigkeit der Temperatur. Innerhalb des Temperaturbereichs zwischen -40°C und $+80^{\circ}\text{C}$ liegt die Änderung ΔV_{ref} unter 3mV . Die Temperatur-abhängige Ausgangsspannung der Bandgap Referenz ist in Abbildung 6.27 mit der Referenzspannung dargestellt. Bei -40°C liegt die Spannung über dem PNP Transistor (siehe Kapitel 5, Abschnitt 5.2.2) bei 760 mV, bei $+80^{\circ}\text{C}$ fällt dieser Wert auf 520 mV.

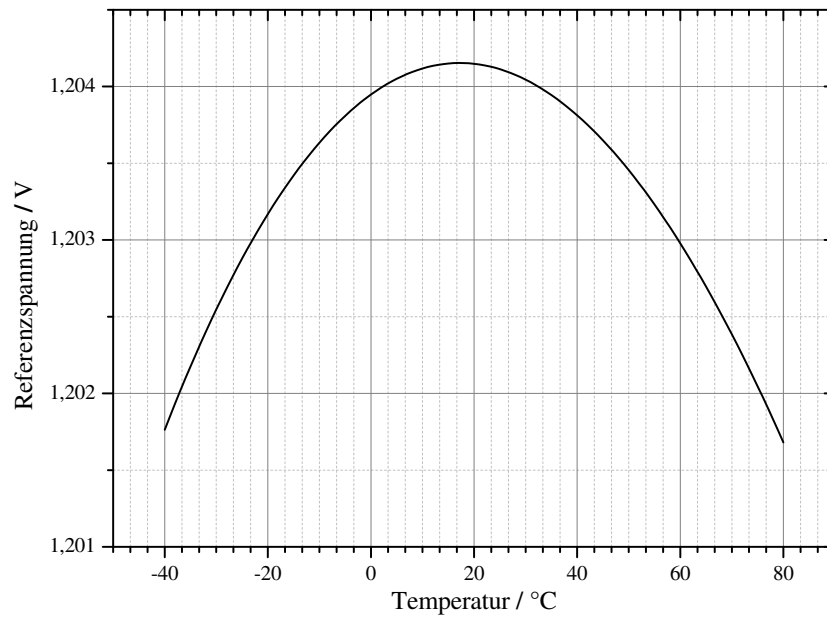


Abbildung 6.26: Verlauf der Referenzspannung in Abhängigkeit von der Temperatur (Simulation)

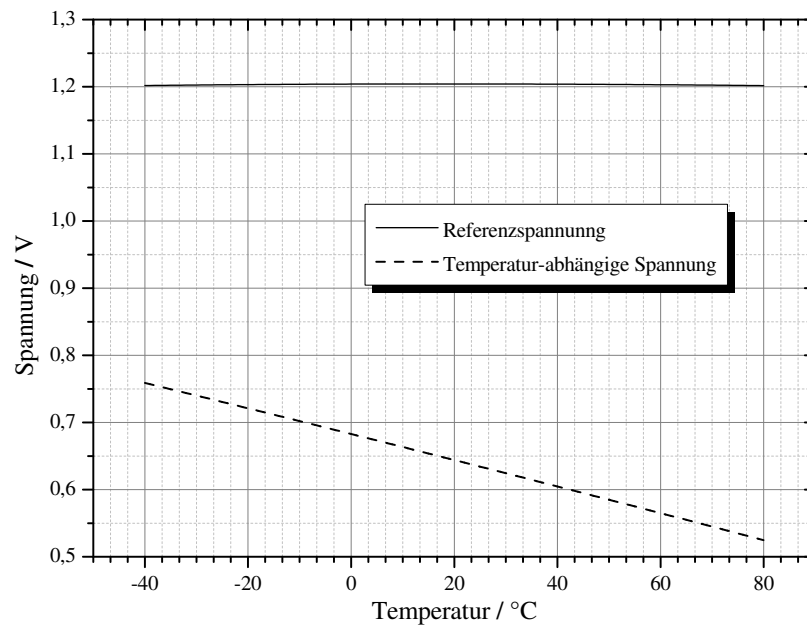


Abbildung 6.27: Verlauf der temperaturabhängigen Spannung und der Referenzspannung über die Temperatur (Simulation)

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Im Folgenden wird zunächst das Thema dieser Dissertation beschrieben. Weiterhin werden die wichtigsten Ergebnisse kurz zusammengefasst und Neuerungen gegenüber dem Stand der Forschung herausgestellt. Abschließend werden mögliche Ansätze für zukünftige Forschungsarbeiten vorgeschlagen.

7.1 Themenbeschreibung

In dieser Arbeit wird die drahtlose Energieübertragung für passive Sensor-Transponder untersucht. Kommerziell erhältliche Sensor-Transponder verwenden die induktive Kopplung zweier Spulen zur Energieübertragung im magnetischen Wechselfeld. Da diese Systeme in ihrer Reichweite stark beschränkt sind, wird in dieser Arbeit der Ansatz der Energieübertragung über elektromagnetische Wellen im UHF-Bereich betrachtet. Die Effizienz des Systems wird im Wesentlichen von der unvermeidlichen Freiraumdämpfung und der Effizienz des Gleichrichters bestimmt. In großem Abstand zur Basisstation hat die Antennenspannung eine geringe Amplitude, und die Implementierung eines effizienten Gleichrichters stellt weiterhin eine Herausforderung dar. Um für den Betrieb eines Transponders eine ausreichende Spannung zu erzeugen, werden mehrere Gleichrichterstufen kaskadiert. Die Modellierung und Analyse dieser Schaltung, sowie die Untersuchung neuer Topologien, bilden den Kern dieser Arbeit. Schließlich werden die Ergebnisse der theoretischen Analyse, der numerischen Simulation und der Messung verglichen.

7.2 Ergebnisse und Innovation

Passive UHF-Transponder sind seit einigen Jahren Gegenstand intensiver Forschung. Kommerziell erhältliche RFID-Systeme erzielen unter idealen Bedingungen derzeit Reichweiten von bis zu 10 Metern. Es existieren jedoch noch keine passiven Sensor-Transponder mit hoher Reichweite auf dem Markt. Im Rahmen von Forschungsarbeiten [17] wurde die Möglichkeit von Sensoren auf passiven UHF-Tags prinzipiell nachgewiesen. Die Effizienz von typischen Gleichrichtern ist aber gerade bei kostengünstigen Standard-CMOS-Prozessen aufgrund von Kapazitäten und der Schwellenspannung von Dioden niedrig und begrenzt die erzielbare Reichweite.

Speziell der Schaltungsblock des Gleichrichters wurde daher in einer Reihe von existierenden Arbeiten optimiert [10], [32]. Das erste Ziel dieser Arbeit ist die präzise Modellierung und Berechnung des Gleichrichters unter Berücksichtigung der Eigenschaften realer Bauelemente in einem Standard-CMOS-Prozess. In [10] wurde ein linearisiertes Ersatzschaltbild zur Modellierung des mehrstufigen Gleichrichters unter Verwendung eines Silicon-on-Sapphire-Prozess vorgestellt. In [19] wurde diese Analyse vertieft und erweitert, um auch die Einflüsse von parasitären Kapazitäten und Widerständen in Bulk-CMOS-Prozessen auf die Eingangsimpedanz des Transponders zu berücksichtigen. Beide Analysen beziehen sich auf die herkömmliche Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden bzw. Transistoren. Die Analyse in dieser Arbeit erweitert diese Ergebnisse um eine analytische Berechnung des Gleichrichters mit Transistoren und Arbeitspunkt-Einstellung zur Kompensation der Schwellenspannung. Speziell wird der komplexe Zusammenhang zwischen Eingangsspannung, Ausgangsspannung und Laststrom des Gleichrichters mathematisch beschrieben. Das resultierende Modell beschreibt den Einfluss der Parameter der verwendeten Bauelemente auf das eingangs- und ausgangsseitige Verhalten der Schaltung und erleichtert somit den systematischen Schaltungsentwurf.

In [37] wurde eine Technik zur vorteilhaften Arbeitspunkteinstellung von Transistoren über eine Rückkopplung der Ausgangsspannung vorgestellt. Die entsprechende Schaltung erfordert jedoch Transistoren mit niedriger Schwellenspannung und benötigt während des Start-Up eine erhöhte Eingangsspannung. In dieser Arbeit werden zwei Gleichrichterschaltungen vorgestellt, die auch bei Verwendung von Transistoren mit einer hohen Schwellenspannung eine hohe Sensitivität ermöglichen. Die erste dieser Schaltungen verwendet einen zweiten, parallel geschalteten Gleichrichter, um

die Spannung zur Kompensation der Schwellenspannung zu generieren. Dieser zweite Gleichrichter ist unbelastet, und weist auch mit unkompensierten Dioden eine hohe Sensitivität auf. Der Hauptgleichrichter zur Spannungsversorgung des Transponders arbeitet mit Transistoren, deren Arbeitspunkt so eingestellt wird, dass keine Spannungsverluste durch die Schwellenspannung auftreten. Bei der zweiten vorgestellten Schaltung wird die Spannung zur Kompensation der Schwellenspannung von Transistoren im Gleichrichter selbst erzeugt. Das korrekte Einschwingen dieser Schaltung wird durch parallel geschaltete Schottky Dioden und eine unterschiedliche Topologie in den verschiedenen Stufen erreicht.

Im Rahmen der Arbeit wurde das vollständige analoge Front-End für einen passiven UHF-Transponder mit Temperatursensor entworfen und in einer $0,35\ \mu\text{m}$ standard CMOS-Technologie hergestellt. Neben der üblichen Funktionalität stellt der ASIC auch eine konstante Spannungsreferenz, eine geregelte Spannung und ein temperatur-abhängiges Sensorsignal bereit. Diese Signale sind unabhängig vom Abstand zum Lesegerät. Verschiedene Testschaltungen zur effizienten Gleichrichtung des Antennensignals wurden hergestellt und vermessen. Die Ergebnisse der theoretischen Analyse und der numerischen Simulation stimmen mit den Messergebnissen überein. Mit dem entwickelten Front-End-ASIC wird in der verwendeten Technologie eine Sensitivität von -12 dBm erreicht. Damit wird gegenüber einer herkömmlichen Implementierung der Villard-Schaltung mit Schottky-Dioden ein Reichweitengewinn von 30% erzielt.

7.3 Zukünftige Arbeit

Die Untersuchungen und Entwicklungen dieser Arbeit fanden ausschließlich auf Schaltungsebene statt. Es wurden keine speziellen Bauelemente entwickelt oder Änderungen am Prozess vorgenommen. Zukünftige Entwicklungen auf Bauelement- oder Technologieebene ermöglichen jedoch beispielsweise die Herstellung von Dioden mit sehr niedriger Schwellenspannung, einem hohen Gleichrichterverhältnis und einer hohen Grenzfrequenz. So kann die Reichweite von zukünftigen passiven Systemen deutlich erhöht werden. Auch auf Systemebene sind weitere Innovationen zu erwarten. Zukünftige Entwicklungen von Lesegeräten und Antennen können die Energie- und Informationsübertragung effizienter und zuverlässiger gestalten. Auch die (eingeschränkte) Verwendbarkeit von UHF-Transpondern in unmittelbarer Um-

gebung von leitenden Materialien bleibt zu untersuchen.

Der in dieser Arbeit implementierte Temperatursensor dient als Beispiel für eine komplexere Funktionalität im Gegensatz zu herkömmlichen Identifikationstranspondern. Weitere Komponenten, wie beispielsweise mikromechanische Druck- oder Beschleunigungssensoren, Aktoren oder erweiterte Kryptografie, könnten im Zuge der Senkung der Verlustleistung integrierter Schaltungen neue Anwendungsmöglichkeiten der passiven Transpondertechnik erschließen.

Literaturverzeichnis

- [1] W. C. Brown, *The History of Power Transmission by Radio Waves* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, No. 9, September 1984
- [2] W. B. Carlson, *Harnessing the Earth: Nikola Tesla and the Idea of Broadcasting Electric Power, 1890-1905*, IEEE Conference on the History of Electric Power, 2007, Pages 10-47
- [3] H. Stockman, *Communication by Means of Reflected Power* Proceedings of the IRE, pp 1196-1204, October 1948)
- [4] K. Finkenzeller, *RFID Handbook - Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification. second edition*, Wiley, 2002
- [5] Kraus and Fleisch, *Electromagnetics*, 5th Ed., McGraw-Hill, 1999.
- [6] J. R. Baker, *CMOS - Circuit Design, Layout and Simulation* IEEE Press, 2005
- [7] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press 1998
- [8] P. E. Allen, D. R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design, second edition*, Oxford University Press, 2002
- [9] W.M.C. Sansen, *Analog Design Essentials*, Springer, 2007
- [10] J. P. Curty, M. Declercq, C. Dehollain, N. Joehl, *Design and Optimization of Passive UHF RFID Systems*, Springer 2006

- [11] J. Sauerbrey, *Entwurf analoger CMOS Schaltungen für extrem niedrige Versorgungsspannungen*, Springer 2004
- [12] J. H. Huijsing and M. A. P. Pertijs, *Precision Temperature Sensors in CMOS Technology*, Springer, 2006
- [13] S. Kolnsberg, *Drahtlose Signal- und Energieübertragung mit Hilfe von Hochfrequenztechnik in CMOS-Sensorsystemen* Fraunhofer IRB Verlag, 2001
- [14] B. Bechen, *Systematischer Entwurf analoger Low -Power Schaltungen in CMOS anhand einer kapazitiven Sensorauslese* Fraunhofer IRB Verlag, 2007
- [15] K. Seemann, *Analyse und Verhaltensmodellierung des HF-Frontends von passiven CMOS-Transpondern für UHF-RFID-Anwendungen* Dissertation, Erlangen, 2007
- [16] Z. Shenghua and W. Nanjian, *A Novel Ultra Low Power Temperature Sensor for UHF RFID Tag Chip*, IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, November 12-14, 2007
- [17] N. Cho, S. Song, S. Kim, Sh. Kim and H.Yoo, *A 5.1- μ W UHF RFID Tag Chip integrated with Sensors for Wireless Environmental Monitoring* Proceedings of ESSCIRC, Grenoble, France, 2005
- [18] A. Facen and A. Boni, *A CMOS Analog Frontend for a Passive UHF RFID Tag*, Proceedings of the International Symposium on Low Power Electronics and Design, ISLPED, 2006
- [19] R. E. Barnett, J. Liu, S. Lazar, *A RF to DC Voltage Conversion Model for Multi-Stage Rectifiers in UHF RFID Transponders*, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 44, no. 2, February 2009
- [20] R. E. Barnett, G. Balachandran, S. Lazar, B. Kramer, Ge. Konnail, S. Rajasekhar, V. Drobny *A Passive UHF RFID Transponder for EPC Gen 2 with -14dBm Sensitivity in 0.13 μ m CMOS*, IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC 2007. Digest of Technical Papers.

- [21] M. L. Ng, K. S. Leong, D. Hall, P. H. Cole *A Small Passive UHF RFID Tag for Livestock Identification*, Proceedings of the IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications Proceedings, 2005
- [22] Y. B. Choi and W. G. Yeoh, *Air-interfacing Microwave Passive RFID Tag in Bulk CMOS*, IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology, RFIT, Nov 30-Dec 02, 2005, Singapore
- [23] S. Kim, J. Cho, H. Kim, H. Kim, H. Kang, and S. Hong *An EPC Gen 2 compatible passive/semi-active UHF RFID transponder with embedded FeRAM and temperature sensor*, IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, ASSCC, 2007
- [24] M. Hsia, Y. Tsai, T. Oskal, C. Chen *An UHF Passive RFID Transponder Using A Low-Power Clock Generator without Passive Components*, 49th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS, 2006
- [25] D. Pardo, A. Vaz, S. Gil1, J. Gomez, A. Ubarretxena, D. Puente, R. Morales-Ramos, A. García-Alonso, R. Berenguer, *Design Criteria for Full Passive Long Range UHF RFID Sensor for Human Body Temperature Monitoring*, IEEE International Conference on RFID, Grapevine, 2007
- [26] H. Shen, L. Li, Y. Zhou *Fully Integrated Passive UHF RFID Tag with Temperature Sensor for Environment Monitoring*, 7th International Conference on ASIC, ASICON, 2007
- [27] U. Karthaus and M. Fischer *Fully Integrated Passive UHF RFID Transponder IC With 16.7- μ W Minimum RF Input Power*, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 38, No. 10, October 2003
- [28] S. H. Zhou and N. J. Wu *UHF RFID Front-end with Magnetic Sensor*, 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, ICSICT, 2006

- [29] K. Rongsawat and A. Thanachayanont *Ultra Low Power Analog Front-End for UHF RFID Transponder*, International Symposium on Communications and Information Technologies, ISCIT, 2006
- [30] G. De Vita, G. Iannaccone *Ultra Low Power RF Section of a Passive Microwave RFID Transponder in 0.35 μm BiCMOS*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS, 2005
- [31] C. Ma, C. Zhang, Z. Wang *A Low-Power AC/DC Rectifier for Passive UHF RFID Transponders*, IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications, 2007
- [32] E. Bergeret, P. Pannier, J. Gaubert *Optimization of UHF voltage multiplier circuit for RFID application*, 17th International Conference on Microelectronics, ICM, 2005.
- [33] E. Bergeret, J. Gaubert, P. Pannier, J. M. Gaultier *Conception of UHF voltage multiplier for RFID*, IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems, 2006
- [34] J. Yi, W. H. Ki, and C. Y. Tsui *Analysis and Design Strategy of UHF Micro-Power CMOS Rectifiers for Micro-Sensor and RFID Applications*, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, Vol. 54, No. 6, 2007
- [35] T. Umeda, H. Yoshida, S. Sekine, Y. Fujita, T. Suzuki, S. Otaka *A 950MHz Rectifier Circuit for Sensor Networks with 10m-Distance*, Proceedings of the International Solid State Circuit Conference, ISSCC, 2005
- [36] H. Jianyun, H. Yan, M. Hao *High Efficient Rectifier Circuit Eliminating Threshold Voltage Drop for RFID Transponders*, 6th International Conference on ASIC, ASICON, 2005
- [37] H. Nakamoto, D. Yamazaki, T. Yamamoto, H. Kurata, S. Yamada, K. Mukaida, T. Ninomiya, T. Ohkawa, S. Masui, K. Gotoh, *A Passive UHF RFID Tag LSI with 36.6% Efficiency CMOS-Only Rectifier*

and Current-Mode Demodulator in 0.35 μ m FeRAM Technology, Proceedings of the International Solid State Circuit Conference, ISSCC, 2006

- [38] A.Sasaki, K. Kotani, and T. Ito *Differential-Drive CMOS Rectifier for UHF RFIDs with 66% PCE at -12 dBm Input*, Proceedings of the IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, ASSCC, 2008
- [39] Y. Yao, J. Wu, Y. Shi, and F. F. Dai, *A Fully Integrated 900-MHz Passive RFID Transponder Front End With Novel Zero-Threshold RF-DC Rectifier*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 7, 2009
- [40] J. Marjonen, R. Alaoja, H. Ronkainen, M. Aberg, *Low power successive approximation A/D converter for passive RFID tag sensors*, Proceedings of the 10th Biennial Baltic Electronics Conference, October 2-4, 2006, pp. 107-110
- [41] M. D. Scott, B. E. Boser, and K. S. J. Pister, *Ultralow-Energy ADC for Smart Dust*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38, No. 7, July 2003, pp1123-1129
- [42] J. Sauerbrey, D. Schmitt-Landsiedel, R. Thewes, *A 0.5V, 1mW successive approximation ADC*, Proceedings of ESSCIRC, September 24-26, 2002, pp. 247-250.
- [43] P. Pursula, J. Marjonen, H. Ronkainen and K. Jaakkola *Wirelessly Powered Sensor Transponder for UHF RFID*, Proceedings of the 14th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, Lyon, France, June 10-14, 2007
- [44] M. D. Scott, B. E. Boser, and K. S. J. Pister, *An ultra-low power ADC for distributed sensor networks*, Proceeding of the 28th European Solid-State Circuits Conference, Florence, Italy, Sept. 2002, pp. 255-258.
- [45] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. F. Lam *Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application*, IEEE Transacti-

ons on Antennas and Propagation, Vol 53, No. 12, December 2005, pp 3870-3876.

- [46] Q. Xianming and Y. Ning *A folded dipole antenna for RFID*, Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Soc. International Symposium, Vol. 1, Jun. 2004, pp. 97-100.
- [47] G. Marrocco *Gain-optimized self-resonant meander line antennas for RFID applications*, Antennas Wireless Propag. Lett., Vol. 2, No. 21, pp. 302-305, 2003.
- [48] W. Choi, H. W. Son, C. Shin, J. H. Bae and G. Choi *RFID Tag Antenna with a Meandered Dipole and Inductively Coupled Feed*, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Albuquerque, NM, July 2006, pp. 619-622.
- [49] G.A. Rincon-Mora *Voltage references-from diodes to precision high-order bandgap circuits*, Wiley, New York, 2002
- [50] C. J. B. Fayomi, S. J. Stratz *Novel Approach to Low-Voltage Low-Power Bandgap Reference Voltage in Standard CMOS Process*, 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2006. ICECS '06.
- [51] B. S. Song and P. R. Gray *A precision curvature-compensated CMOS bandgap reference*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 18, No. 6, pp. 634-643, Dec. 1983.
- [52] H. Banba, H. Shiga, A. Umezawa, T. Miyaba, T. Tanzawa, S. Atsumi, and K. Sakui *A CMOS bandgap voltage reference circuit with sub-1-V operation*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34, No. 5, pp. 670-674, May 1999.
- [53] A. Pleterssek *A compensated bandgap voltage reference with sub-1-V supply voltage*, Analog Integrated Circuits Signal Processing, Vol. 44, No. 1, pp. 5-15, Jul. 2005.

- [54] G. D. Vita and G. Iannaccone *A sub-1-V, 10 ppm/°C, nanopower voltage reference generator*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 7, pp. 1536-1542, Jul. 2007.
- [55] J. Lunze: *Regelungstechnik 1*, Springer, August 2008. ISBN-10: 3-540-68907-9
- [56] P. K. T. Mok, K. N. Leung *Analysis of Multistage Amplifier-Frequency Compensation* IEEE Transactions on Circuit and Systems - I: Fundamental Theory and Applications - Vol.48. No.9, September 2001
- [57] B. K. Ahuja *An Improved Frequency Compensation Technique for CMOS Operational Amplifiers* IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-18, No.6, December 1983
- [58] R. E. Barnett G. Balachandran *A 110 nA Voltage Regulator System With Dynamic bandwidth Boosting for RFID Systems* IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 4, No.9, September 2006
- [59] T. Yin Man, P. K. T. Mok, M. Chan *A High Slew-Rate Push-Pull Output Amplifier for Low-Quiescent Current Low-Dropout Regulators With Transient-Response Improvement* IEEE Transactions on Circuit and Systems - II: Express Briefs - Vol.54. No.9, September 2007
- [60] R. J. Milliken, J. Silva-Martinez, E. Sanchez-Sinencio *Full On-Chip Low-Dropout Voltage Regulator* IEEE Transactions on Circuit and Systems I: Regular Papers - Vol.54. No.9, September 2007
- [61] D. Chen, L. He, X. Yan *A Low dropout Regulator with Unconditional Stability and Low Quiescent Current* Dep. of EE, The Zhejiang University, Zhejiang China, IEEE 2006. ISBN-10: 0-7803-9584-0
- [62] A. Schmidt *Entwurf eines integrierten Spannungsreglers für passive UHF-Transponder*, Diplomarbeit, Fachhochschule Giessen-Friedberg, Februar 2009

- [63] D. Faber *Entwurf und Optimierung eines Demodulators für ein passives UHF Transponder Front-End*, Diplomarbeit, Universität Duisburg-Essen, März 2008
- [64] M. Böttcher *Entwurf und Optimierung eines Taktgenerators für passive RFID Transponder*, Diplomarbeit, Fachhochschule Zittau Görlitz, 2009
- [65] L. Peng *Design of CMOS Bandgap Reference Voltage for Low Supply Voltage*, Studienarbeit, Universität Duisburg-Essen, 2007
- [66] H. Zhou *Entwurf und Optimierung eines Gleichrichters für passive UHF Transponder*, Studienarbeit, Universität Duisburg-Essen, 2008
- [67] B. Li *Entwurf einer integrierten Sensor- Ausleseschaltung für passive UHF Transponder*, Diplomarbeit, Universität Duisburg-Essen, 2010
- [68] T. Feldengut, S. Kolnsberg, R. Kokozinski *Voltage rectification: The energy-bottleneck for passive RFID systems*, RFID Systech 2009. 5th European Workshop on RFID Systems and Technologies. CD-ROM: June, 16 - 17, 2009 in Bremen, Germany. Berlin: VDE-Verlag, 2009. (ITG-Fachbericht 216)
- [69] T. Feldengut, R. Kokozinski, S. Kolnsberg *A UHF voltage multiplier circuit using a threshold-voltage cancellation technique*, PRIME 2009, 5th International Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics. Proceedings: 12-17 July 2009 - Cork, Ireland. Piscataway/NJ: IEEE, 2009, pp. 288-291
- [70] T. Feldengut, S. Kolnsberg, R. Kokozinski *A long range passive UHF transponder ASIC with temperature sensor*, 54. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium 2009. CD-ROM: 7th - 10th September 2009, Conference Proceedings. Ilmenau: Technische Universität Ilmenau, 2009
- [71] T. Feldengut, S. Kolnsberg, R. Kokozinski *A fully integrated passive UHF RFID transponder with temperature sensor*, Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme. Annual Report 2007. Duisburg: Fraunhofer IMS, 2008, pp. 49-52

- [72] T. Feldengut, S. Kolnsberg, R. Kokozinski *An analog front end for a passive UHF transponder with temperature sensors*, European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC); 27-31 October 2008, Amsterdam Rai, Amsterdam, The Netherlands. Piscataway, NJ: IEEE, 2008, pp. 1200-1203
- [73] T. Feldengut, S. Kolnsberg, R. Kokozinski *Wireless power transmission in sensor transponder systems*, Wireless Congress 2008. November 12-13, 2008, International Congress Center (ICM), Munich. Poing: WEKA Fachmedien, 2008
- [74] J. Wang, T. Feldengut, S. Kolnsberg, R. Kokozinski *A concept for the analysis of cross sensitivities in modern RFID systems*, RFID SysTech 2008. 4th European Workshop on RFID Systems and Technologies. CD-ROM: June, 10-11, 2008 in Freiburg, Germany. Berlin: VDE-Verlag, 2008. (ITG-Fachbericht 209)
- [75] T. Feldengut, J. Wang, S. Kolnsberg, R. Kokozinski *A passive long-range UHF transponder with integrated temperature sensor*, RFID SysTech 2008. 4th European Workshop on RFID Systems and Technologies. CD-ROM: June, 10-11, 2008 in Freiburg, Germany. Berlin: VDE-Verlag, 2008. (ITG-Fachbericht 209)
- [75] S. Kolnsberg, A. Coers, T. Feldengut, R. Kokozinski, M. Lörcks *Mehrwert für Applikationen durch Kombination von RFID+S-Systemen und WPANs*, Wireless technologies, 9. Kongress, 18. - 19. September 2007, Stuttgart. Berlin: Akademische Verlagsgesellschaft Aka, 2007, pp. 256-265
- [76] A. Schmidt, T. Feldengut, S. Kolnsberg, R. Kokozinski *A low quiescent current LDO voltage regulator for passive RFID transponder-tags using SMCNR-compensation*, First IEEE Germany Student Conference 2009. Proceedings. CD-ROM: May 14-15, 2009, Hamburg, University of Technology. Hamburg: IEEE, 2009, 4 pp.
- [77] L. Lincoln, K. Leung, H. C. Luong *A 7-uW Clock Generator in 0.18-um CMOS for Passive UHF RFID EPC G2 Tags*, Proceeding of the European Solid State Circuits Conference 33 (2007), S. 412-415

- [78] C. Klein *Anwendungen von RFID-Systemen*, ISBN-10 3-540-44477-7, Springer, Berlin, 2006
- [79] H. Göbel *Einführung in die Halbleiter Schaltungstechnik*, ISBN 3-540-23445-4, Springer, Berlin, 2005
- [80] F. Maloberti *Design of CMOS Analog Integrated Circuits*, lecture notes, University of Pavia
- [81] A. Hennig *RF Energy Transmission for Sensor Transponders Deeply Implanted in Human Bodies*, 38th European Microwave Conference, EuMC, Amsterdam, 2008.
- [82] J. P. Curty, N. Joehl, F. Krummenacher, C. Dehollain, and M. J. Declercq *A Model for μ -Power Rectifier Analysis and Design*, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, Vol. 52, No. 12, December 2005
- [83] J. P. Curty, N. Joehl, C. Dehollain, and M. J. Declercq *Remotely Powered Addressable UHF RFID Integrated System*, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 40, No. 11, November 2005
- [84] K. Rothammel, *Antennenbuch*, 7th ed. Stuttgart, Germany, Franckische Verlagsbuchhandlung, W. Keller, 1981.
- [85] E. Vittoz and J. Fellrath, *CMOS analog integrated circuits based on weak inversion operation* IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-12, no. 3, pp. 224-231, Jun. 1977.
- [86] International Organization for Standardization. Information technology Radio frequency identification for item management. Part 6: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz: ISO/IEC FCD 18000-6REV1, ISO/IEC JTC1/SC31, June, 2008.
- [87] F. Kocer and M. P. Flynn, *A new transponder architecture with on-chip ADC for long-range telemetry applications*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 41, no. 5, pp. 1142-148, May 2006.

- [88] J. Yi, W. H. Ki, C. Y. Tsui *Analysis and Design Strategy of UHF Micro-Power CMOS Rectifiers for Micro-Sensor and RFID Applications*, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: regular papers, Vol. 54, No. 1, January 2007
- [89] Y. Yao, Y. Shi, and F. F. Dai, *A novel low-power input-independent MOS AC/DC charge pump*, in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., May 2005, pp. 380-383.
- [90] K. Kotani and T. Ito *High Efficiency CMOS Rectifier Circuit with Self-Vth-Cancellation and Power Regulation Functions for UHF RFIDs*, IEEE Asian Solid-State Circuits Conference 2007, IEEE, November 12-14, 2007 / Jeju, Korea
- [91] R. Glidden, C. Bockorick, S. Cooper, C. Diorio, D. Dressler, V. Gutnik, C. Hagen, D. Hara, T. Hass, T. Humes, J. Hyde, R. Oliver, O. Onen, A. Pesavento, K. Sundstrom, and M. Thomas, *Design of Ultra-Low-Cost UHF RFID Tags for Supply Chain Applications*, IEEE Communications Magazine, August 2004
- [92] N. Tran, et al., *Development of Long-Range UHF-band RFID Tag chip Using Schottky Diodes in Standard CMOS Technology* IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007, 3-5 June, pp:281-284
- [93] V. Najafi, M. Jenabi, S. Mohammadi, A. Fotowat-Ahmady, M.B. Marvasti, *A Dual Mode EPC Gen 2 UHF RFID Transponder in 0.18 μ m CMOS*, 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS 2008
- [94] I. Zalbide, J. Vicario and I. V' elez *Power and energy optimization of the digital core of a Gen2 long range full passive RFID sensor tag*, IEEE International Conference on RFID, Las Vegas, Nevada, USA. April 16-17, 2008
- [95] V. Roostaie, V. Najafi, S. Mohammadi, A. Fotowat-Ahmady *A Low Power Baseband Processor for a Dual Mode UHF EPC Gen 2 RFID*

Tag 2008 International Conference on Design and Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era

- [96] A.S. W. Man, E. S. Zhang, H. T. Chan, V. K. N. Lau, C. V. Tsui and H. C. Luong *Design and Implementation of a Low-power Baseband-system for RFID Tag* Proceedings of ISCAS, pp. 1585-1588, 2007
- [97] A. Ricci, M. Grisanti, I. De Munari and P. Ciampolini *Design of a 2 μ W RFID Baseband Processor Featuring an AES Cryptography Primitive* 11th EUROMICRO Conference on Digital System Design Architectures, Methods and Tools, 2008. DSD '08.
- [98] Z. He, X. Zhu, L. Xian, G. Li, G. Wen *Design and Implementation of a 2.62 μ W Low-power Baseband Processor for Passive UHF RFID Tags* 12th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 2010
- [99] A. Ricci, I. de Munari *Enabling Pervasive Sensing with RFID: An Ultra Low-Power Digital Core for UHF Transponders*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007.
- [100] X. Peng Yu, M. Anh Do, W. M. Lim, K. S. Yeo, and J. G. Ma *Design and Optimization of the Extended True Single-Phase Clock-Based Prescaler* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 54, No. 11, November 2006, pp. 3828-3835
- [101] T. Feldengut, S. Kolnsberg, R. Kokozinski, Offenlegungsschrift der Patentanmeldung *Vorrichtung und Verfahren zur Gleichrichtung einer Eingangsspannung*, Deutsches Patent und Markenamt (DPMA), 2010
- [102] Vitali Zhurbenko (Ed.) *Advanced Microwave Circuits and Systems*, InTech 2010, ISBN 978-953-307-087-2
- [103] J. Heyen, A. F. Jacob *Multilayer Capacitors with Reduced Parasitics* European Microwave Conference, EuMC 2005